

PCT
WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
Internationales Büro
INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)



(51) Internationale Patentklassifikation ⁶ :

H04B 1/69, H04L 22/26

A1

(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 97/41647

(43) Internationales

Veröffentlichungsdatum:

6. November 1997 (06.11.97)

(21) Internationales Aktenzeichen:

PCT/DE97/00846

(22) Internationales Anmeldedatum:

24. April 1997 (24.04.97)

(30) Prioritätsdaten:

196 16 829.5

26. April 1996 (26.04.96)

DE

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, D-80333 München (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): JUNG, Peter [DE/DE]; Im Rabental 28, D-67697 Otterberg (DE). BERENS, Friedbert [DE/DE]; Keltenweg 67, D-67663 Kaiserslautern (DE). BAIER, Paul-Walter [DE/DE]; Burgunderstrasse 6, D-67661 Kaiserslautern (DE). PLECHINGER, Jörg [DE/DE]; Kurt-Schumacher-Strasse 70, D-67663 Kaiserslautern (DE). KAMMERLANDER, Karl [DE/DE]; Wiesenstrasse 10a, D-82515 Wolfartshausen (DE).

(81) Bestimmungsstaaten: CN, JP, KR, TR, US, europäisches Patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).

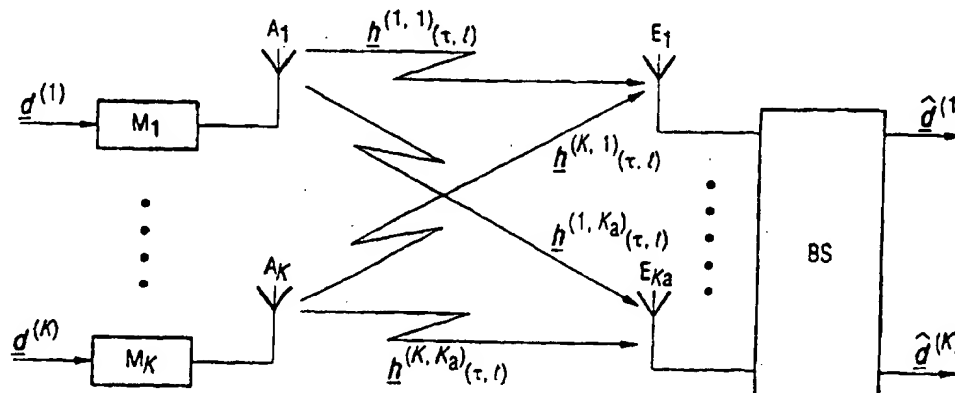
Veröffentlicht

Mit internationalem Recherchenbericht.

Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist. Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.

(54) Title: SYSTEM FOR RADIO TRANSMISSION OF DIGITAL SIGNALS BETWEEN A PLURALITY OF SUBSCRIBER STATIONS AND A BASE STATION

(54) Bezeichnung: SYSTEM ZUR FUNKÜBERTRAGUNG DIGITALER SIGNALE ZWISCHEN MEHREREN TEILNEHMERSTATIONEN UND EINER BASISSTATION



(57) Abstract

The invention relates to a novel code division multiple access, code multiplex (CDMA) system structure which is identical to the structure of a CDMA system operating with direct code spread (DS, direct sequence) but which operates by a multiple carrier system (MC). The multiple carrier system is introduced by appropriate selection of the spread code with the result that signal generation in CDMA systems is unified with DS and with MC, and known joint detection processes with or without diversity reception are used.

(57) Zusammenfassung

Die Erfindung betrifft eine neue CDMA (Code Division Multiple Access, Codemultiplex) -Systemstruktur, die der Struktur eines mit direkter Codespreizung (DS, Direct Sequence) arbeitenden CDMA-Systems gleicht, aber mit Mehrträgerverfahren (MC, Multicarrier) arbeitet. Das Einbringen des Mehrträgerverfahrens wird durch eine geeignete Wahl des Spreizungscodes erreicht, so daß die Signalerzeugung in CDMA-Systemen mit DS und mit MC vereinheitlicht wird und an sich bekannte JD(Joint Detection)-Mehrteilnehmerdetektionsverfahren mit oder ohne Diversitätsempfang einsetzbar sind.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidschan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun			PT	Portugal		
CN	China	KR	Republik Korea	RO	Rumänien		
CU	Kuba	KZ	Kasachstan	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LC	St. Lucia	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LI	Liechtenstein	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LK	Sri Lanka	SG	Singapur		
EE	Estland	LR	Liberia				

Beschreibung

System zur Funkübertragung digitaler Signale zwischen mehreren Teilnehmerstationen und einer Basisstation

Die Erfindung bezieht sich auf ein System gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

10 In vielen Funkübertragungssystemen, insbesondere in modernen Mobilfunksystemen, müssen wegen des beschränkten Frequenzvorrats die zugeteilten Frequenzbänder so effizient wie möglich ausgenutzt werden. Darüber hinaus müssen Funkübertragungssysteme, insbesondere mobiler Art, so ausgelegt werden, daß
15 eine gegenseitige Störung so minimal ist, daß sie nebeneinander betrieben werden können. Insbesondere in mobilen Funksystemen bestehen zwei weitere größere Schwierigkeiten, nämlich zum einen das Problem des Vielfachzugriffs (MA = Multiple Access), das wegen der gleichzeitigen Übertragung von mehreren
20 Signalen, die jeweils aktiven, den gleichen HF-Träger verwendenden Teilnehmern zugeordnet sind, entsteht, und zum anderen das Entzerrungsproblem, das aufgrund der Frequenzselektivität des Funkkanals entsteht. Codemultiplexbetrieb, auch als CDMA (Code Division Multiple Access) bezeichnet, ist eine bekannte
25 und günstige Lösung des Vielfachzugriffsproblems. In CDMA-Funksystemen senden mehrere Teilnehmer ihre Teilnehmersignale in einem gemeinsamen HF-Frequenzband über einen zeitvarianten und frequenzselektiven Funkkanal. Es können jedoch zwischen den gleichzeitig übertragenen Signalen zeitvariante gegenseitige Störungen auftreten, die als Vielfachzugriffinterferenzen (MAI, Multiple Access Interference) bezeichnet werden und sich durch geeignete Signaltrenntechniken abmildern lassen. Außerdem können bei CDMA-Funksystemen auch zeitvariante Intersymbolinterferenzen (ISI, Intersymbol Interference) zwischen den Datensymbolen, die nacheinander von einem spezifischen Teilnehmer übertragen werden, auftreten. Das im Empfänger entstehende Signalgemisch kann durch Einzelteilnehmerde-

tektion ausgewertet oder vorteilhaft durch Algorithmen zur Mehrteilnehmerdetektion getrennt werden. Dieses Trennen ist im Hinblick auf die Realisierung von CDMA-Systemen insbesondere im terrestrischen Mobilfunk von Vorteil, weil auf aufwendige Verfahren zur Leistungsregelung und zum weichen Wechseln (Soft Handover) verzichtet werden kann. Außerdem ist der Diversitätsempfang (Diversity), beispielsweise durch den Einsatz mehrerer Empfangsantennen (Antennendiversity), vorteilhaft, da dadurch die Übertragungsqualität verbessert werden kann. CDMA-Systeme mit direkter Codespreizung (DS, Direct Sequence), Diversitätsempfang und Mehrteilnehmerdetektion sind bekannt. Eine vorteilhafte und bei DS-CDMA-Systemen erfolgreich angewandte Methode zur Mehrteilnehmerdetektion ist das sogenannte JD (Joint Detection = Gemeinsame Detektion)-Verfahren, das z.B. im Aufsatz von P.Jung, B.Steiner: „Konzept eines CDMA-Mobilfunksystems mit gemeinsamer Detektion für die dritte Mobilfunkgeneration“, Teile 1 und 2, „Nachrichtentech., Elektron., SCIENCE, Berlin 45 (1995) 1, Seiten 10 bis 14 und 2, Seiten 24 bis 27 beschrieben ist. Ein wichtiger Vorteil solcher CDMA-Systeme ist das Ausnutzen von Frequenzdiversität und Interferenzdiversität. Nachteilig bei DS-CDMA-Systemen ist der geringe Einfluß auf die Einteilung und Zuweisung der Frequenzressource. Eine Verbindung von CDMA-Systemen mit Mehrträgerverfahren (MC, Multicarrier) räumt diesen Nachteil aus.

Mehrträger-Übertragungsverfahren haben ihren Ursprung in der orthogonalen Frequenzmultiplextechnik (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Bei OFDM ist die einem besonderen Teilnehmer k zugewiesene Trägerbandbreite B_k in Q_T nebeneinander liegende Subträger mit gleicher Bandbreite B_s aufgeteilt. Somit ergibt sich:

$$B_k = Q_T \cdot B_s .$$

(1)

Zur Ermöglichung sich überlappender Subträger, die gegenüber der Datensymbolperiode T_s orthogonal sind, wird die Band-

breite B_s gleich $1/T_s$ gewählt. Orthogonale Subträger erleichtern den Einsatz einfach aufgebauter Empfänger. Im folgenden wird davon ausgegangen, daß k Teilnehmer N m -äre komplexe Datensymbole $\underline{d}_n(k)$, $n=1\dots N$, innerhalb der Zeitdauer T_{bu} übertragen. Die Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$, $n=1\dots N$, werden aus dem komplexen Satz

$$\underline{V} = \{\underline{v}_1, \underline{v}_2, \dots, \underline{v}_m\}, \quad \underline{v}_\mu \in \mathbb{C}, \quad \mu = 1\dots m, \quad m \in \mathbb{N} \quad (2)$$

entnommen. Die Übertragung findet über den HF-Träger mit der in Gleichung (1) angegebenen Bandbreite B_u statt. Bei OFDM gilt:

$$Q_T = N. \quad (3)$$

Jedes Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ ist dabei einem besonderen Subträger zugewiesen. Deswegen werden alle Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ gleichzeitig während der vorher erwähnten Zeitdauer T_{bu} übertragen. Die Symbolperiode T_s ist bei OFDM somit gleich der Zeitdauer T_{bu} .

Die Energie von MC-CDMA-Signalen ist spektral sehr gut auf den zugewiesenen HF-Träger mit der Bandbreite B_u beschränkt, was auf die Verwandtschaft mit OFDM zurückzuführen ist. Somit ist eine Nachbarkanalstörung sehr gering. Im Hinblick auf die Systemkoexistenz ist dieser Sachverhalt vorteilhaft. Darüber hinaus sind die Spektren von MC-CDMA-Signalen im Band B_u ziemlich weiß, was hinsichtlich des Ausgleichs und der Detektion günstig ist. Die von jedem Subträger erfahrenen Schwunderscheinungen sind weitgehend frequenzunselektiv, weil die Bandbreite jedes Subträgers B_s gewöhnlich schmaler als die Kohärenzbandbreite B_c eines Mobilfunkkanals ist. Diese Frequenzunselektivität in Verbindung mit der Orthogonalität der Subträger gestattet die Anwendung einfacher suboptimaler Detektoren bei MC-CDMA.

Da bei OFDM ein Datensymbol $d_n^{(k)}$ einem einzigen Subträger zugeordnet ist, hat OFDM ein geringes Frequenzdiversitätsvermögen. Bei MC-CDMA wird dagegen ein Datensymbol $d_n^{(k)}$ über Q Subträger gleichzeitig übertragen, $1 < Q \leq Q_T$, was eine gute Frequenzdiversitätsausnutzung ermöglicht. Wenn Frequenzlücken zwischen die Q Subträger eingeführt werden, denen ein besonderes Datensymbol $d_n^{(k)}$ zugeteilt ist, läßt sich das Frequenzdiversitätsverhalten leicht einrichten, was die Systemflexibilität zusätzlich erhöht. Beispielsweise lassen sich anderen Datensymbolen $d_{n'}^{(k)}$, $n' \neq n$, zugeordnete Subträger in den Frequenzlücken zwischen den vorher erwähnten Q Subträgern zuweisen. Die Technik der Frequenzdiversität wird im folgenden nicht weiter betrachtet. Anstelle davon wird vorausgesetzt, daß alle einem spezifischen Datensymbol $d_n^{(k)}$ zugeordneten Q Subträger benachbart sind, was immer noch die Ausnutzung von Frequenzdiversität erlaubt, sofern Vorsorge getroffen ist, daß $Q \cdot B_s$ die Kohärenzbandbreite B_c übersteigt. MC-CDMA ist auch bei Interferenzdiversität von Nutzen, weil $K > 1$ Teilnehmer gleichzeitig aktiv die gleichen Q Subträger benutzen. Interferenzdiversität ist das Schlüsselmerkmal zur Erzielung einer hohen Spektralwirksamkeit η .

Bisherige Systemkonzepte für CDMA-Systeme mit Mehrträgerverfahren (MC) sind nicht für den generellen Einsatz bei Mobilfunk geeignet. Strukturen für CDMA-Systeme mit Mehrträgerverfahren (MC) existieren bisher nur für Umgebungen mit geringer Zeitvarianz und vernachlässigbarer Intersymbolinterferenz. Algorithmen zur Mehrteilnehmerdetektion wurden bisher nur für die Abwärtsstrecke (von der Basisstation zu den Teilnehmerstationen hin) vorgeschlagen und untersucht. Für die wenig betrachtete, weil aufwendigere Aufwärtsstrecke (von den Teilnehmerstationen zur Basisstation hin) wurden bisher nur konventionelle Einzelteilnehmerdetektoren vorgeschlagen und untersucht. Diversitätsempfang, z.B. kohärente Empfangsantennen-Diversität (CRAD = coherent receiver antenna diversity), in solchen CDMA-Systemen mit Mehrträgerverfahren wurde bislang noch nicht untersucht.

5

Die Beziehung zwischen der Anzahl Q_T der insgesamt über das HF-Frequenzband B_u vorhandenen Subträger und der Anzahl Q der einem besonderen Datensymbol $d_n^{(k)}$ zugeordneten Subträger lautet bei MC-CDMA

5

$$Q_T = Q \cdot N_s. \quad (4)$$

In der Gleichung (4) bedeutet N_s die Anzahl von gleichzeitig von einem Teilnehmer k übertragenen Datensymbolen $d_n^{(k)}$. Die
10 Datensymbolperiodendauer beträgt somit

$$T_s = \frac{T_{bu}}{N} \cdot N_s. \quad (5)$$

Für gegebene B_u und T_{bu} hängt ein MC-CDMA Systemkonzept von
15 der Wahl von Q und N_s ab.

Unterschiedliche Auswahlen von Q und N_s führen zu möglichen MC-CDMA-Konzepten mit besonderen Merkmalen. Bei einem bekannten möglichen MC-CDMA-Konzept ist $N_s=N$, was bedeutet, daß
20 alle Datensymbole $d_n^{(k)}$ gleichzeitig übertragen werden. Außerdem gelten bei diesem bekannten Konzept $B_s=B_u/(Q \cdot N)$ und $T_s=T_{bu}$. Gemäß einer Reihe von Untersuchungen über MC-CDMA erleichtert dieses bekannte Konzept das vorteilhafte Vermeiden von zeitvariablen Intersymbolinterferenzen durch Einführung von
25 Schutzintervallen der Periodendauer $T_g > T_M$ (T_M = Dauer der Kanalimpulsantwort). Jedoch ist die Einführung von Schutzintervallen nur einigermaßen brauchbar, wenn $T_s \gg T_g$. In mobilen Funkumgebungen liegt die Dauer T_M der Kanalimpulsantwort in der Größenordnung von einigen Mikrosekunden bis zu einigen
30 zehn Mikrosekunden, was eine Datensymbolperiodendauer von $T_s > 100 \mu s$ erfordert.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, inflexible CDMA-Systemstrukturen mit Mehrträgerverfahren durch eine flexiblere,
35 für den Mobilfunk generell geeignete CDMA-Systemstruktur mit Mehrträgerverfahren zu ersetzen. Diese neue Systemstruktur soll die Kombination der spezifischen Vorteile von CDMA

(Frequenzdiversität, Interferenzdiversität) mit dem Vorteil von Mehrträgerverfahren (flexible Zuweisung der Frequenzresource) erlauben und sowohl die Vielfchzugriffinterferenz (MAI) als auch die Intersymbolinterferenz (ISI) berücksichtigen. Diversitätsempfang soll explizit berücksichtigt werden. Außerdem sollen durch die durch die Erfindung angegebenen neuen Strukturen CDMA-Systeme mit DS (Direct Sequence) und mit Mehrträgerverfahren vereinheitlicht werden, was dann eine aufwandsgünstige Implementierung flexibler CDMA-Systeme und eine Vereinheitlichung der Signalerzeugung in CDMA-Systemen mit DS und mit Mehrträgerverfahren erlaubt. Außerdem sollen durch die Erfindung geeignete Algorithmen zur Mehrteilnehmerdetektion für die Anwendung in CDMA-Systemen mit Mehrträgerverfahren und Diversitätsempfang bereitgestellt werden. Diese Algorithmen sollen sowohl für die Aufwärtsstrecke als auch für die Abwärtsstrecke einsetzbar sein.

Diese Aufgabe wird bei einem gattungsgemäßen System durch die im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 angegebenen Merkmale gelöst.

Beim CDMA-System nach der Erfindung beträgt die Anzahl N_s der gleichzeitig von einem besonderen Teilnehmer k übertragenen Datensymbole $d_{\text{m}}^{(k)}$ eins. Daher werden alle Datensymbole $d_{\text{m}}^{(k)}$ des Teilnehmers k aufeinanderfolgend übertragen. Gemäß der Gleichung (4) gilt $Q_{\text{T}}=Q$, und die Bandbreite B_s jedes Subträgers ist N -fach breiter als beim bekannten Konzept. Beim CDMA-Verfahren nach der Erfindung ist die Datensymbolperiodendauer T_s gleich T_{bu}/N . Schutzintervalle zwischen aufeinanderfolgend übertragenen Datensymbolen $d_{\text{m}}^{(k)}$ werden aus Wirtschaftlichkeitsgründen jedoch nicht eingeführt. Aufgrund des Verzichts auf solche Schutzintervalle werden zwar Intersymbolinterferenzen (ISI) verursacht, die aber durch die neuen Systemstrukturen nach der Erfindung genauso wie die Vielfchzugriffinterferenzen (MAI) berücksichtigt werden.

Wie bereits im Zusammenhang mit den Gleichungen (4) und (5) angegeben wurde, hängt die geeignete Wahl von Q und N_s von der Umgebung ab, in der MC-CDMA angewendet werden soll. Beispielsweise muß das jeweilige MC-CDMA-Systemkonzept in der Lage sein, in schnell zeitvarianten Mobilfunkumgebungen betrieben zu werden, die dann vorkommen, wenn Empfänger und Sender z.B. in Hochgeschwindigkeitszügen, Flugzeugen und Satelliten mit niedriger Umlaufbahn angeordnet sind. Die Korrelationszeit T_k in solchen Mobilfunkumgebungen kann in der Größenordnung von nur einigen hundert Mikrosekunden liegen. Eine kohärente Detektion erfordert dann eine iterativ verbesserte Kanalschätzprozedur, die auf bereits detektierten Datensymbolen $\hat{d}_n^{(k)}$ beruht. Deswegen sollte die Datensymboldauer T_s in Gleichung (5) erheblich kürzer als die minimale Korrelationszeit T_k sein. Insbesondere sollte T_s in der Größenordnung einiger Mikrosekunden oder höchstens einiger zehn Mikrosekunden liegen. Ist jedoch T_s klein, dann müssen Q_T und N_s ebenfalls klein sein. Da das bekannte MC-CDMA-Systemkonzept ein ziemlich großes T_s erfordert, ist dieses für eine Anwendung beim Mobilfunk von Nachteil. Das Konzept gemäß dem System nach der Erfindung erfüllt die vorstehend erwähnten Erfordernisse bezüglich T_s .

Zweckmäßige Weiterbildungen und Ausführungsmöglichkeiten sowie vorteilhafte Anwendungsgebiete des Systems nach der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

Die Erfindung wird im folgenden anhand einer Figur erläutert. Vektoren werden dabei in kleinen fettgeschriebenen Buchstaben und Matrizen in großen fettgeschriebenen Buchstaben dargestellt. Komplexe Größen sind unterstrichen. Die Symbole $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$, $\|\cdot\|$ und $E\{\cdot\}$ stellen die komplexe Konjugation, die komplexe Transposition, die Bildung der Vektornorm bzw. die Erwartungswertbildung dar.

Die Figur zeigt die Blockstruktur einer Aufwärtsstrecke eines Mobilfunksystems mit kohärenter Empfangsantennen-Diversität.

Die durch die Erfindung entstandene CDMA-Systemstruktur mit Mehrträgerverfahren (MC) gleicht derjenigen eines CDMA-Systems mit DS (Direct Sequence). In der Blockstruktur nach der Figur sind K mobile Teilnehmer $M_1 \dots M_K$ auf dem gleichen HF-Träger mit der Bandbreite B_u gleichzeitig aktiv. Jeder mobile Teilnehmer $M_1 \dots M_K$ hat eine einzige Sendeantenne $A_1 \dots A_K$. Die ausgesendeten Signale werden an K_s Empfangsantennen $E_1 \dots E_{K_s}$ in einem Basisstations-JD-Empfänger BS empfangen. Somit findet die Übertragung der K Teilnehmersignale über KK_s verschiedene Funkkanäle mit zeitvarianten komplexen Impulsantworten

$$\underline{h}^{(k,k_s)}(\tau, t), \quad k = 1 \dots K, \quad k_s = 1 \dots K_s, \quad K, K_s \in \mathbb{IN} \quad (6)$$

statt. Im Ausdruck (6) bezieht sich die Impulsantwort $\underline{h}^{(k,k_s)}(\tau, t)$ auf die Verbindung des Teilnehmers k mit der Empfangsantenne E_{k_s} auf der einen Seite und der Basisstation BS auf der anderen Seite. Im Ausdruck (6) bezeichnet τ den sich auf die Zeitspreizung, d.h. die Verzerrung, des übertragenen Signals aufgrund Mehrwegeempfang beziehenden Verzögerungsparameter und t die sich auf die Zeitvariation des Funkkanals beziehende reale Zeit.

Im folgenden wird die Erzeugung der einem mobilen Teilnehmer k , $k=1 \dots K$, zugeordneten MC-CDMA-Signale beschrieben. Die nun folgende mathematische Darstellung der MC-CDMA-Signale ist die Grundlage sowohl für die später noch beschriebene Diskretzeit-Modellldarstellung als auch für die ebenfalls später noch beschriebene besondere Mehrteilnehmerdetektion (JD = Joint Detection) mit Empfangsantennen-Diversität. Wie bereits ausgeführt wurde, sendet jeder Teilnehmer k endliche Datensequenzen

$$\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \underline{d}_2^{(k)} \dots \underline{d}_N^{(k)})^T, \quad \underline{d}_n^{(k)} \in \underline{V}, \quad \underline{V} \subset \mathbb{C}, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N,$$

aus. Jede Datensequenz $\underline{d}^{(k)}$ besteht aus N m -ären komplexen Datensymbolen $\underline{d}_n^{(k)}$ mit einer Datensymbolperiodendauer T_s . Die Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ werden aus einem endlichen komplexen Satz \underline{V} gemäß dem Ausdruck (2) entnommen.

5

Die Übertragung findet unter Einsatz von $Q_T=Q$ Subträgern der Bandbreite $B_s=B_u/Q=1/T_s$ statt. Die Q Subträger werden mit q , $q=1\dots Q$, numeriert. Jeder Subträger q hat eine einzige Mittenfrequenz f_q , $q=1\dots Q$, die gemäß

10

$$f_q = \frac{q-1}{T_s}, \quad q = 1\dots Q \quad (8)$$

gewählt wird. Entsprechend der Beziehung (8) hat der erste Subträger der Bandbreite $1/T_s$ die Mittenfrequenz $f_1=0$, der
 15 zweite Subträger der Bandbreite $1/T_s$ die Mittenfrequenz $f_2=1/T_s$, der dritte Subträger der Bandbreite $1/T_s$ die Mittenfrequenz $f_3=2/T_s$, und so fort.

Aus der Beziehung (8) folgt, daß die Mittenfrequenz des HF-
 20 Trägers mit der Bandbreite B_u

$$f_c = \frac{Q-1}{2 \cdot T_s} \neq 0 \quad (9)$$

ist. Im äquivalenten Tiefpaßbereich, der in den folgenden Berechnungen betrachtet wird, ist die Mittenfrequenz f_c des HF-Trägers also nicht gleich Null.
 25

Die durch die Gleichung (8) gegebene Mittenfrequenz f_q des Subträgers q , der durch die gewichtete komplexe Sinusoide
 30 $(1/\sqrt{Q})\exp\{j2\pi f_q t\}$ dargestellt wird, hat eine Phasenabweichung gleich $2\pi(q-1)$ während der Datensymbolperiode T_s zur Folge. Der Faktor $(1/\sqrt{Q})$ in $(1/\sqrt{Q})\exp\{j2\pi f_q t\}$ wird zur Energienormierung benötigt. Jedes Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$, $n=1\dots N$, eines Teilnehmers k wird über alle Q Subträger der Bandbreite

10

$B_s=1/T_s$ durch Verwendung der benutzerspezifischen Signatursequenz

$$\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_Q^{(k)})^T, \quad \underline{c}_q^{(k)} \in \underline{V}_c, \quad \underline{V}_c \subset \mathbb{C}, \quad k=1 \dots K, \quad q=1 \dots Q, \\ K, Q \in \mathbb{N}. \quad (10)$$

gespreizt, um eine Koexistenz von K gleichzeitig übertragenen Teilnehmersignalen auf dem gleichen Träger der Bandbreite B_s zu gestatten. Die \tilde{m} -ären komplexen Signaturelemente $\underline{c}_q^{(k)}$ der Gleichung (10) werden als Chips bezeichnet. Die Chips $\underline{c}_q^{(k)}$ werden dem komplexen Satz

$$\underline{V}_c = \{\underline{V}_{c,1}, \underline{V}_{c,2} \dots \underline{V}_{c,\tilde{m}}\}, \quad \underline{V}_{c,\mu} \in \mathbb{C}, \quad \mu=1 \dots \tilde{m}, \quad \tilde{m} \in \mathbb{N} \quad (11)$$

entnommen. Jedes Chip $\underline{c}_q^{(k)}$, $q=1 \dots Q$, ist einem besonderen Subträger q zugeordnet. Dies bedeutet, daß das Chip $\underline{c}_1^{(k)}$ dem Subträger 1, das Chip $\underline{c}_2^{(k)}$ dem Subträger 2, das Chip $\underline{c}_3^{(k)}$ dem Subträger 3 usw. zugeordnet ist. Mit f_q nach der Beziehung (8) ist die Spreizmodulation des Datensymbols $\underline{d}_n^{(k)}$ durch die zeitverzögerte Version $\underline{c}^{(k)}(t-[n-1]T_s; \underline{c}^{(k)})$ von

$$\underline{c}^{(k)}(t; \underline{c}^{(k)}) = \text{rect}\left\{\frac{t}{T_s} - \frac{1}{2}\right\} \cdot \frac{1}{\sqrt{Q}} \cdot \sum_{q=1}^Q \underline{c}_q^{(k)} \cdot \exp\{j2\pi f_q t\} \quad (12)$$

gegeben. Die Grundlage der Spreizmodulation ist daher ein Impuls $\underline{c}^{(k)}(t; \underline{c}^{(k)})$. Die Gestalt dieses Impulses $\underline{c}^{(k)}(t; \underline{c}^{(k)})$ ist von der Wahl der Q in der Beziehung (8) gegebenen Mittenfrequenzen f_q und von der teilnehmerspezifischen Signatursequenz $\underline{c}^{(k)}$ nach Gleichung (10) abhängig. Gemäß Gleichung (12) hat der Impuls $\underline{c}^{(k)}(t; \underline{c}^{(k)})$ die Länge T_s und ist durch Überlagerung der komplexen Sinusoiden $(1/\sqrt{Q})\exp\{j2\pi f_q t\}$, $q=1 \dots Q$, gegeben, die mit den Chips $\underline{c}_q^{(k)}$ nach Gleichung (10) gewichtet sind. Da die Mittenfrequenzen f_q dieser Subträger gemäß der Gleichung (8) gewählt werden, sind die Subträger über die Zeitperiode T_s orthogonal.

Ein Teilnehmer k , $k=1 \dots K$, strahlt ein modulierte Teilnehmersignal aus, das durch

$$\underline{d}^{(k)}(t) = \sum_{n=1}^N \underline{d}_n^{(k)} \cdot \underline{c}^{(k)}(t - [n-1]T_s; \underline{c}^{(k)}) \quad (13)$$

5

im äquivalenten Tiefpaßbereich gegeben ist. Die Erzeugung von $\underline{d}^{(k)}(t)$ wird durch lineare Modulation erreicht, vgl. Gleichung (13). Das modulierte Teilnehmersignal $\underline{d}^{(k)}(t)$ wird somit durch die Überlagerung verzögerter und gewichteter Impulsreplikas
 10 $\underline{c}^{(k)}(t; \underline{c}^{(k)})$ angegeben, die in Gleichung (13) vorgestellt wurden. Die Erzeugung des in Gleichung (13) dargestellten modulierten Teilnehmersignals $\underline{d}^{(k)}(t)$ ist identisch mit der Erzeugung von Teilnehmersignalen bei JD-CDMA (Joint-Detection-CDMA).

15

K_s Replika des in der Gleichung (13) angegebenen modulierten Signals $\underline{d}^{(k)}(t)$ werden an den K_s Empfangsantennen $E_1 \dots E_{K_s}$ der Basisstation BS empfangen. Jede dieser K_s Replika ist durch die Funkkanäle mit den Impulsantworten $\underline{h}^{(k, k_s)}(\tau, t)$, k fest,
 20 $k_s=1 \dots K_s$, nach Gleichung (6) beeinflusst worden. An jeder Empfangsantenne E_{k_s} herrschen gleichzeitig K empfangene Signale, die von den K Teilnehmern herkommen. Diese K empfangenen Signale überlagern sich linear und bilden eine Signalmischung. An einer anderen Empfangsantenne $E_{k_s} \neq E_k$ unterscheiden
 25 sich die K von den K Teilnehmern stammenden, empfangenen Signale von denjenigen, die an der Empfangsantenne E_{k_s} empfangen wurden. Somit können K_s verschiedene Signalmischungen, die jeweils einer unterschiedlichen Empfangsantenne zugeordnet sind, von der Basisstation BS verarbeitet werden. Die geeignete Verarbeitung dieser K_s verschiedenen Signalmischungen
 30 erleichtert eine Verbesserung der Ausführung gegenüber einer Ausführung in einem Empfänger mit einer einzigen Empfangsantenne. Diese Ausführungsverbesserung ist die Absenkung des Signal-Stör-Verhältnisses bei einer gegebenen Bitfehlerrate
 35 P_b . Durch Verarbeiten der K_s Signalmischungen bestimmt der Empfänger der Basisstation BS die Schätzwerte

12

$$\underline{\hat{d}}^{(k)} = (\hat{d}_1^{(k)}, \hat{d}_2^{(k)} \dots \hat{d}_N^{(k)})^T, \quad \hat{d}_n^{(k)} \in \underline{V}, \quad \underline{V} \subset \mathbb{C}, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N, \\ K, N \in \mathbb{IN}. \quad (14)$$

5 der durch die Gleichung (7) definierten Datensymbolsequenzen $\underline{d}^{(k)}$.

Die weitere Erläuterung des Systemkonzepts nach der Erfindung erfolgt anhand einer Diskretzeit-Modelldarstellung.

10 Jede der an den K_s Empfangsantennen $E_1 \dots E_{K_s}$ herrschenden K_s Signalmischungen muß bandbegrenzt werden, damit eine digitale Signalverarbeitung ermöglicht wird. Das Ausgangssignal des dieser Bandbegrenzung dienenden Filters wird mit einer Rate Q/T_s abgetastet, die der Chiprate $1/T_c = Q/T_s$ bei JD-CDMA ent-
15 spricht.

Die in der Gleichung (12) vorgestellte lineare MC-CDMA-Spreizmodulation wird durch mit einer Rate $1/T_c$ abgenommene Abtastwerte von $\underline{c}^{(k)}(t; \underline{c}^{(k)})$ gebildet. Die Abtastwerte $\underline{c}_q^{(k)}$,
20 $q=1 \dots Q$, die durch diese Abtastungen erzeugt werden, bilden die K Vektoren

$$\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_Q^{(k)})^T, \quad \underline{c}_q^{(k)} \in \mathbb{C}, \quad k=1 \dots K, \quad q=1 \dots Q, \\ K, Q \in \mathbb{IN}. \quad (15)$$

25

Mit der Matrix

$$\underline{D} = (D_{\alpha, \beta}), \quad D_{\alpha, \beta} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \exp \left\{ j \frac{2\pi}{Q} (\alpha - 1)(\beta - 1) \right\}, \quad \alpha, \beta = 1 \dots Q \quad (16)$$

der inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) ist die Beziehung zwischen $\underline{c}^{(k)}$ nach Gleichung (15) und $\underline{c}^{(k)}$ nach Gleichung (10) gegeben durch
30

$$\underline{c}^{(k)} = \underline{D} \underline{c}^{(k)}. \quad (17)$$

Die Matrix (17) enthält die Q Spaltenvektoren

$$\underline{\delta}^{(q)} = (\delta_1^{(q)}, \delta_2^{(q)} \dots \delta_Q^{(q)})^T, \quad \delta_\alpha^{(q)} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \exp \left\{ j \frac{2\pi}{Q} (\alpha - 1)(q - 1) \right\},$$

$$\alpha = 1 \dots Q. \quad (18)$$

5 Somit ergibt sich:

$$\underline{D} = (\underline{\delta}^{(1)}, \underline{\delta}^{(2)} \dots \underline{\delta}^{(Q)}). \quad (19)$$

Aus den Funktionen (19) und (17) ergibt sich:

$$\underline{\zeta}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)} \underline{\delta}^{(1)} + \underline{c}_2^{(k)} \underline{\delta}^{(2)} + \dots + \underline{c}_Q^{(k)} \underline{\delta}^{(Q)}). \quad (20)$$

In Anbetracht der Tatsache, daß jedes Chip $\underline{c}_q^{(k)}$ einem besonderen Subträger q zugeordnet ist, ist die nun folgende Interpretation der Gleichung (17) einfach. Die Spalten $\underline{\delta}^{(q)}$, $q=1 \dots Q$, der Matrix \underline{D} stellen die Q Subträger dar. Die Zeilen der Matrix \underline{D} bilden die Q Zeitpunkte innerhalb der Datensymbolperiode T_s , während welcher Abtastwerte abgenommen werden. Das Ergebnis der Gleichung (17) ist somit ein Vektor $\underline{\zeta}^{(k)}$ mit Elementen $\zeta_q^{(k)}$, die sich aus einer linearen Kombination der Chips $\underline{c}_q^{(k)}$ ergeben. Die Vektoren $\underline{\zeta}^{(k)}$, $k=1 \dots K$, lassen sich als teilnehmerspezifische Spreizsequenzen betrachten. Somit besteht der einzige Unterschied zwischen JD-CDMA und dem MC-CDMA-System nach der Erfindung in der Wahl der teilnehmerspezifischen Spreizsequenzen. Bei JD-CDMA werden die Codefolgen $\underline{c}^{(k)}$ als teilnehmerspezifische Spreizsequenzen benutzt und beim MC-CDMA nach der Erfindung werden die gemäß Gleichung (17) aus den Codefolgen $\underline{c}^{(k)}$ erhaltenen Vektoren $\underline{\zeta}^{(k)}$ eingesetzt. Somit stellt die Gleichung (17) die Verknüpfung zwischen JD-CDMA und dem gemäß der Erfindung ausgebildeten MC-CDMA-Systemkonzept dar.

Beim MC-CDMA-Systemkonzept nach der Erfindung ist die Zeitvariation eines Mobilfunkkanals innerhalb der Datensymboldauer T_s vernachlässigbar. Deswegen wird zur Verständniserleichterung die Zeitabhängigkeit der Kanalimpulsantworten im folgen-

den nicht mehr explizit angegeben. Die $K \cdot K_s$ Mobilfunkkanäle haben die Kanalimpulsantworten

$$\underline{h}^{(k,k_s)} = (\underline{h}_1^{(k,k_s)}, \underline{h}_2^{(k,k_s)} \dots \underline{h}_W^{(k,k_s)})^T, \quad (21)$$

$$\underline{h}_w^{(k,k_s)} \in \mathbb{C}, \quad k = 1 \dots K, \quad k_s = 1 \dots K_s, \quad w = 1 \dots W, \quad K, K_s, W \in \mathbb{N}$$

5

Jede Kanalimpulsantwort $\underline{h}^{(k,k_s)}$ der Gleichung (21) besteht aus W komplexen Abtastwerten $\underline{h}_w^{(k,k_s)}$. In der in Diskretzeit arbeitenden Aufwärtsstrecke werden bei MC-CDMA die in Gleichung (7) angegebenen Datensymbolsequenzen $\underline{d}^{(k)}$ über $K \cdot K_s$ Diskretzeit-Kanäle mit den kombinierten Kanalimpulsantworten

10

$$\underline{b}^{(k,k_s)} = (\underline{b}_1^{(k,k_s)}, \underline{b}_2^{(k,k_s)} \dots \underline{b}_{Q+W-1}^{(k,k_s)})^T = \underline{h}^{(k,k_s)} * \underline{\zeta}^{(k)}, \quad (22)$$

$$\underline{b}_l^{(k,k_s)} \in \mathbb{C}, \quad k = 1 \dots K, \quad k_s = 1 \dots K_s, \quad l = 1 \dots Q + W - 1, \\ K, K_s, Q, W \in \mathbb{N},$$

15

übertragen, die aus der Diskretzeit-Faltung von der in Gleichung (21) dargestellten Kanalimpulsantwort $\underline{h}^{(k,k_s)}$ mit den in der Gleichung (16) definierten teilnehmerspezifischen Spreizsequenzen $\underline{\zeta}^{(k)}$ besteht. Intersymbolinterferenzen entstehen für $W > 1$ und Vielfachzugriffsinterferenzen kommen für $W > 1$ und/oder für nichtorthogonale Signatursequenzen $\underline{c}^{(k)}$ vor. Die Dis-

20

kretzeit-Kanäle mit den kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{b}^{(k,k_s)}$, $k=1 \dots K$, $k_s=1 \dots K_s$, gemäß der Gleichung (22) werden als $(Q+W-1)$ -Pfad-Kanäle bezeichnet. Im folgenden wird vorausgesetzt, daß die in der Gleichung (22) dargestellten kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{b}^{(k,k_s)}$ beim Empfänger bekannt sind,

25

was bei Benutzung einer vollkommenen Kanalschätzung sichergestellt werden kann. Die Kanalschätzung soll im folgenden nicht betrachtet werden, weil die Auswirkung von Kanalschätzfehlern auf die Datendetektion bei einer Untersuchung der Fähigkeiten verschiedener Datendetektoren nicht von Interesse

30

ist. Die an einer Empfangsantenne E_k jeweils herrschende Signalmischung wird durch die empfangene Sequenz $\underline{e}^{(k)}$ der Länge

15

$(NQ+W-1)$ dargestellt. Diese Sequenz $\underline{e}^{(k)}$ enthält die in der Gleichung (7) dargestellten Datensymbolsequenzen $\underline{d}^{(k)}$, die durch die vorher bereits erwähnte additive stationäre Störsequenz

5

$$\underline{n}^{(k)} = (\underline{n}_1^{(k)}, \underline{n}_2^{(k)} \dots \underline{n}_{N \cdot Q + W - 1}^{(k)})^T, \quad (23)$$

$$\underline{n}_n^{(k)} \in \mathbb{C}, \quad k = 1 \dots K, \quad n = 1 \dots N \cdot Q + W - 1, \quad K, N, Q, W \in \mathbb{N}$$

mit der Kovarianzmatrix

$$10 \quad \underline{R}_n^{(k)} = E\{\underline{n}^{(k)} \underline{n}^{(k)*T}\}, \quad k = 1 \dots K, \quad K \in \mathbb{N} \quad (24)$$

gestört sind.

Nach Einführung des Datenvektors

15

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T}, \underline{d}^{(2)T} \dots \underline{d}^{(K)T})^T = (\underline{d}_1, \underline{d}_2 \dots \underline{d}_{KN})^T, \quad K, N \in \mathbb{N}, \quad (25)$$

mit

$$20 \quad \underline{d}_{N \cdot (k-1) + n} \stackrel{\text{def}}{=} \underline{d}_n^{(k)}, \quad k = 1 \dots K, \quad n = 1 \dots N, \quad K, N \in \mathbb{N}, \quad (26)$$

und Definition der $(N \cdot Q + W - 1) \times K \cdot N$ -Matrix

$$25 \quad \underline{A}^{(k)} = (\underline{A}_{ij}^{(k)}), \quad \begin{matrix} i = 1 \dots N \cdot Q + W - 1 \\ j = 1 \dots K \cdot N \end{matrix} \quad (27a)$$

$$\underline{A}_{Q \cdot (n-1) + 1, N \cdot (k-1) + n}^{(k)} = \begin{cases} b_1^{(k, k_s)} & \text{für } \begin{matrix} k = 1, \\ k_s = 1 \dots K_s, \\ l = 1 \dots Q + W - 1 \\ n = 1 \dots N, \end{matrix} \\ 0 & \text{sonst.,} \end{cases} \quad (27b)$$

läßt sich die empfangene Sequenz durch

$$30 \quad \underline{e}^{(k)} = (\underline{e}_1^{(k)}, \underline{e}_2^{(k)} \dots \underline{e}_{N \cdot Q + W - 1}^{(k)})^T = \underline{A}^{(k)} \underline{d} + \underline{n}^{(k)} \quad (28)$$

darstellen. Zum leichteren Verständnis der Gleichung (28) soll die Matrix \underline{A} weiter erläutert werden. Gemäß der Gleichung (27a) hat die Matrix \underline{A} folgende Form:

$$\underline{A}^{(k_s)} = \begin{pmatrix} \underline{b}_1^{(1,k_s)} & 0 & \dots & 0 & \underline{b}_1^{(2,k_s)} & 0 & \dots & 0 \\ \underline{b}_2^{(1,k_s)} & 0 & \dots & 0 & \underline{b}_2^{(2,k_s)} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{b}_Q^{(1,k_s)} & 0 & \dots & 0 & \underline{b}_Q^{(2,k_s)} & 0 & \dots & 0 \\ \underline{b}_{Q+1}^{(1,k_s)} & \underline{b}_1^{(1,k_s)} & \dots & 0 & \underline{b}_{Q+1}^{(2,k_s)} & \underline{b}_1^{(2,k_s)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{b}_{W+Q-1}^{(1,k_s)} & \underline{b}_{W-1}^{(1,k_s)} & \dots & 0 & \underline{b}_{W+Q-1}^{(2,k_s)} & \underline{b}_{W-1}^{(2,k_s)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \underline{b}_{W+Q-1}^{(1,k_s)} & \dots & 0 & 0 & \underline{b}_{W+Q-1}^{(2,k_s)} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \underline{b}_{W+Q-1}^{(1,k_s)} & 0 & 0 & \dots & \underline{b}_{W+Q-1}^{(x,k_s)} \end{pmatrix} \quad (29a)$$

$$\underline{A}^{(k_s)} = \left(\underline{A}^{(1,k_s)}, \underline{A}^{(2,k_s)} \dots \underline{A}^{(x,k_s)} \right). \quad (29b)$$

Die Matrix $\underline{A}^{(k_s)}$ besteht aus K Sätzen, die N Spalten umfassen. Jeder Satz läßt sich als eine $(N \cdot Q + W - 1) \times N$ -Untermatrix $\underline{A}^{(k_s)}$ betrachten. Die erste Untermatrix $\underline{A}^{(1,k_s)}$ ist dem Teilnehmer 1 zugeordnet, die folgende Untermatrix $\underline{A}^{(2,k_s)}$ gehört zur Übertragung des Teilnehmers 2, und so fort. Innerhalb jeder Untermatrix $\underline{A}^{(k_s)}$ wird die aufeinanderfolgende Übertragung der N Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ berücksichtigt. Die erste Spalte der Untermatrix $\underline{A}^{(k_s)}$ bildet immer die Übertragung von $\underline{d}_1^{(k)}$ nach, die zweite Spalte bezieht sich auf die Übertragung von $\underline{d}_2^{(k)}$, und so fort. Die Anzahl der nichtnegativen Elemente pro Spalte ist durch die Länge W der kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{b}^{(k,k_s)}$ der Gleichung (22) gegeben. Da ein neues Datensymbol $\underline{d}_w^{(k)}$ alle Q Chips übertragen wird, beträgt der Versatz von $\underline{b}^{(k,k_s)}$ zwischen benachbarten Spalten der Untermatrix $\underline{A}^{(k,k_s)}$ immer Q Zeilen für ein gegebenes w . Die Wirkung der Intersymbolinterferenzen wird durch Nichtnull-Elemente in benachbarten Spalten, aber in identischen Zeilen der Untermatrix $\underline{A}^{(k,k_s)}$ nachgebildet. Die Anordnung der Untermatrizen $\underline{A}^{(k,k_s)}$ innerhalb der Matrix $\underline{A}^{(k_s)}$ berücksichtigt den gleichzeitigen Empfang von

K Teilnehmersignalen und deswegen das Vorliegen von Vielfachzugriffsinterferenzen.

Ausgehend von der vorstehenden Diskussion, wird nun eine vereinheitlichte mathematische Darstellung für den Fall von K_a Empfangsantennen $E_1 \dots E_{K_a}$ vorgenommen. Zuerst wird die kombinierte $K_a \cdot (N \cdot Q + W - 1) \times K \cdot N$ -Kanalmatrix \underline{A} wie folgt definiert:

$$\underline{A} = (A_{i,j}) = (\underline{A}^{(1)T}, \underline{A}^{(2)T} \dots \underline{A}^{(K_a)T})^T, \quad K_a \in \mathbb{N}. \quad (30)$$

10

Die Matrix \underline{A} enthält alle $K \cdot K_a$ kombinierten Kanalimpulsantworten $\underline{b}^{(k,k_a)}$ der Gleichung (22). Wie bereits vorher erwähnt wurde, herrscht die in der Gleichung (23) definierte Störsequenz $\underline{n}^{(k_a)}$, $k_a = 1 \dots K_a$ an jeder der K_a Empfangsantennen $E_1 \dots E_{K_a}$. Die K_a verschiedenen Störsequenzen werden durch den kombinierten Störvektor

15

$$\underline{n} = (\underline{n}^{(1)T}, \underline{n}^{(2)T} \dots \underline{n}^{(K_a)T})^T = (\underline{n}_1, \underline{n}_2 \dots \underline{n}_{K_a \cdot (N \cdot Q + W - 1)})^T, \quad K_a, N, Q, W \in \mathbb{N}, \quad (31)$$

20 dargestellt, worin

$$\underline{n}_{(N \cdot Q + W - 1) \cdot (K_a - 1) + n} \stackrel{\text{def}}{=} \underline{n}_n^{(k_a)}, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad n = 1 \dots N \cdot Q + W - 1 \quad (32)$$

$K_a, N, Q, W \in \mathbb{N}$

gilt. Die in der Gleichung (31) definierten statistischen Eigenschaften von \underline{n} werden durch die folgende Kovarianzmatrix angegeben:

25

$$\underline{R}_n = E\{\underline{n} \underline{n}^{*T}\} = \begin{pmatrix} \underline{R}_n^{(1)(1)} & \underline{R}_n^{(1)(2)} & \dots & \underline{R}_n^{(1)(K_a)} \\ \underline{R}_n^{(2)(1)} & \underline{R}_n^{(2)(2)} & \dots & \underline{R}_n^{(2)(K_a)} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \underline{R}_n^{(K_a)(1)} & \underline{R}_n^{(K_a)(2)} & \dots & \underline{R}_n^{(K_a)(K_a)} \end{pmatrix}, \quad (33a)$$

30

$$\underline{R}_n^{(i)(j)} = E\{\underline{n}^{(i)} \underline{n}^{(j)*T}\}, \quad i, j = 1 \dots K_a, \quad K_a \in \mathbb{N}. \quad (33b)$$

Mit der in der Gleichung (25) eingeführten kombinierten Datenfolge \underline{d} , mit der kombinierten Kanalmatrix \underline{A} nach Gleichung (30) und mit der in der Gleichung (31) angeführten kom-

binierten Störsequenz \underline{n} ergibt sich der kombinierte Empfangssignalvektor

$$\underline{e} = (\underline{e}^{(1)T}, \underline{e}^{(2)T} \dots \underline{e}^{(K_s)T})^T = (\underline{e}_1, \underline{e}_2 \dots \underline{e}_{K_s \cdot (N \cdot Q + W - 1)})^T = \underline{A} \underline{d} + \underline{n}, \quad (34)$$

5

$$K_s, N, Q, W \in \mathbb{N},$$

mit

$$\underline{e}_{(N \cdot Q + W - 1) \cdot (K_s - 1) + n} \stackrel{\text{def}}{=} \underline{e}_n^{(k_s)}, \quad k_s = 1 \dots K_s, \quad n = 1 \dots N \cdot Q + W - 1 \quad (35)$$

$$K_s, N, Q, W \in \mathbb{N}.$$

- 10 Der Empfangssignalvektor \underline{e} nach Gleichung (34) wird dann in einem Datendetektor verarbeitet, um die durch die Gleichung (14) definierten Schätzwerte $\hat{\underline{d}}^{(k)}$ zu bestimmen.

15 Eine Mehrteilnehmerdetektion (JD = Joint Detection), insbesondere in Verbindung mit kohärenter Empfangsantennen-Diversität, für den Fall der Aufwärtsstrecke von MC-CDMA-Funkssystemen ist bisher weder realisiert noch untersucht worden. Im folgenden werden geeignete Techniken zur Mehrteilnehmerdetektion, auch zur Anwendung in Verbindung mit Empfangsantennen-Diversität, vorgeschlagen. Da optimale JD-Techniken sehr aufwendig und teuer sind, werden lediglich suboptimale Verfahren behandelt. Es werden vier suboptimale, auf einer linearen Entzerrung bzw. auf einer Entscheidungsrückkopplungsentzerrung basierende JD-Techniken, die sich auch zusammen mit kohärenter Empfangsantennen-Diversität einsetzen lassen, vorgeschlagen, nämlich

- der sogenannte lineare Zero-Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE = Zero Forcing Block Linear Equalizer), auch geeignet für kohärente Empfangsantennen-Diversität,
- 30 - der sogenannte Minimum-Mean-Square-Error-Blockentzerrer (MMSE-BLE = Minimum Mean Square Error Block Linear Equalizer), auch geeignet für kohärente Empfangsantennen-Diversität,
- der sogenannte Zero-Forcing-Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung (ZF-BDFE = Zero Forcing Block Decision
- 35

Feedback Equalizer), auch geeignet für kohärente Empfangsantennen-Diversität, und

- der sogenannte Minimum-Mean-Square-Error-Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung (MMSE-BDFE = Minimum Mean Square Error Block Decision Feedback Equalizer), ebenfalls
- geeignet für kohärente Empfangsantennen-Diversität.

Alle vier vorgeschlagenen JD-Techniken enthalten ein dekorrelierendes signalangepaßtes Filter.

10

Im folgenden wird vorausgesetzt, daß der durch die Gleichung (34) definierte Empfangssignalvektor \underline{e} beim Empfänger bekannt ist, bevor die Datendetektion ausgeführt wird. Das grundsätzliche Konzept der in einem MC-CDMA-System nach der Erfindung angewandten JD-Techniken wird durch einen Satz von Gleichungen

$$\underline{S} \hat{\underline{d}} = \underline{M} \underline{e} \quad (36)$$

20 angegeben, worin

$$\underline{S} = (\underline{S}_{i,j}), \quad i, j = 1 \dots K \cdot N, \quad (37)$$

eine quadratische Matrix mit $K \cdot N$ Zeilen und $K \cdot N$ Spalten,

25

$$\underline{M} = (\underline{M}_{i,j}), \quad i = 1 \dots K \cdot N, \quad j = 1 \dots N \cdot Q + W - 1, \quad (38)$$

eine $K \cdot N \times K \cdot (N \cdot Q + W - 1)$ -Schätzmatrix und

$$\hat{\underline{d}} = (\hat{\underline{d}}_1, \hat{\underline{d}}_2, \dots, \hat{\underline{d}}_{K \cdot N})^T \quad (39)$$

der Schätzwert des in der Gleichung (25) definierten Datenvektors \underline{d} ist. Die Wahl der Matrizen \underline{M} und \underline{S} bestimmt die jeweilige Technik der Mehrteilnehmerdetektion (JD). Im folgenden werden die Darstellungen der Matrizen \underline{M} und \underline{S} im Falle von ZF-BLE, ZF-BDFE, MMSE-BLE und von MMSE-BDFE, jeweils für kohärente Empfangsantennen-Diversität, abgeleitet. Die im

35

- Schätzwert $\hat{\underline{d}}$ nach der Gleichung (39) geschätzten Datensymbole $\hat{\underline{d}}_n$ sind entweder wertekontinuierlich (bezeichnet mit $\hat{\underline{d}}_{c,n}$ und enthalten in $\hat{\underline{d}}_c$) oder wertediskret (bezeichnet mit $\hat{\underline{d}}_{q,n}$ und enthalten in $\hat{\underline{d}}_q$). Die wertekontinuierlichen Schätzwerte $\hat{\underline{d}}_{c,n}$ müssen quantisiert werden, damit sich die gewünschten wertediskreten Schätzwerte $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$ ergeben. Darüber hinaus wird vorausgesetzt, daß $(\hat{\underline{d}}^{(1)T}, \hat{\underline{d}}^{(2)T} \dots \hat{\underline{d}}^{(K)T})^T$ immer identisch mit dem wertediskreten Schätzwert $\hat{\underline{d}}_q$ ist.
- Die Übertragung von Datensymbolen $\underline{d}_n^{(k)}$ mit $E\{\underline{d}_n^{(k)}\}$ gleich Null wird im folgenden vorausgesetzt. Die Ausführung, die durch Anwendung einer besonderen JD-Technik für kohärente Empfangsantennen-Diversität erreicht werden kann, ist vom Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ am Ausgang der JD-Einrichtung für kohärente Empfangsantennen-Diversität abhängig. Dieses Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ wird für jedes von einem Teilnehmer k übertragene Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ bestimmt. Es gilt:

$$\gamma(k,n) = \frac{\text{Varianz der Signalkomponente}}{\text{Varianz der Stör- und Interferenzkomponenten}} \quad (40)$$

$$\gamma(k,n) = \frac{E\left\{\left|\hat{\underline{d}}_{N-(k-1)+n}\right|^2\right\}}{E\left\{\left|\hat{\underline{d}}_{N-(k-1)+n}\right|^2\right\}\Big|_{\substack{\text{störfrei, } \underline{d}_n^{(k)} \text{ isoliert} \\ \underline{d}_n^{(k)} = 0}}}, \quad k = 1 \dots K, \quad n = 1 \dots N.$$

- Im folgenden wird ein dekorrelierendes signalangepaßtes Filter (dekorrelierendes Matched Filter), das zur Anwendung für kohärente Empfangsantennen-Diversität geeignet ist, vorgestellt. Seine Betriebsweise erfordert, daß \underline{A} nach Gleichung (30), \underline{R}_n nach Gleichung (33a) und \underline{e} nach Gleichung (34) am Empfänger bekannt sind. Mit der Matrix $\text{Diag}(\underline{X}_{i,j})$, die eine nur aus Diagonalelementen der Matrix \underline{X} bestehende Diagonalmatrix bezeichnet, und mit der sogenannten Cholesky-Zerlegung

$$\underline{R}_n^{-1} = \underline{L}^{*T} \underline{L}, \quad (41)$$

worin \underline{L} eine obere Dreiecksmatrix

$$\underline{L} = (\underline{L}_{i,j}), \quad \underline{L}_{i,j} = 0 \forall i > j, \quad i, j = 1 \dots K_a \cdot (N \cdot Q + W - 1) \quad (42)$$

5 ist, ist das wertekontinuierliche Ausgangssignal des dekorrelierenden signalangepaßten Filters für kohärente Empfangsantennen-Diversität gegeben durch:

$$\hat{\underline{d}}_c = \underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{e} \quad (43a)$$

10

$$= (\underline{L} \underline{A})^{*T} \underline{L} \underline{e} \quad (43b)$$

$$= \text{Diag} \left\langle \left[(\underline{L} \underline{A})^{*T} \underline{L} \underline{A} \right]_{i,j} \right\rangle \underline{d} +$$

15

Nutzanteil

$$\left[(\underline{L} \underline{A})^{*T} \underline{L} \underline{A} - \text{Diag} \left\langle \left[(\underline{L} \underline{A})^{*T} \underline{L} \underline{A} \right]_{i,j} \right\rangle \right] \underline{d} + \quad (43c)$$

Intersymbol- und Vielfachzugriffinterferenz

$$(\underline{L} \underline{A})^{*T} \underline{L} \underline{n}$$

20

Störung

Im Gleichungssatz (43a) bis (43c) bedeutet $[\underline{X}]_{i,j}$ das Element in der i -ten Zeile und der j -ten Spalte der Matrix \underline{X} . Gemäß dem Gleichungssatz (43a) bis (43c) enthält der Schätzwert $\hat{\underline{d}}_c$ sowohl Intersymbol- und Vielfachzugriffinterferenzen als auch einen gefiltertem Rauschen zugeordneten Störungsterm. Aus der Gleichung (43b) folgt, daß \underline{S} die $K \times K \cdot N$ -Einheitsmatrix \underline{I} ist und die Schätzmatrix \underline{M} durch

30

$$\underline{M} = \underbrace{(\underline{L} \underline{A})^{*T}}_{\text{angepaßtes Filter}} \underbrace{(\underline{L})}_{\text{dekorrelierendes Filter}} \quad (44)$$

angepaßtes Filter dekorrelierendes Filter

35 dargestellt wird. Die Operation $\underline{L} \underline{e}$ dekorreliert, d.h. macht die Störung vorher weiß. Somit ist \underline{L} ein Weißmach-Vorfilter oder Dekorrelationsfilter. Das Signal $\underline{L} \underline{e}$ wird dem Filter $(\underline{L} \underline{A})^{*T}$ eingespeist, das an die Verkettung der $K \cdot K_a$ Diskretzeit-Kanäle mit den kombinierten Kanalimpulsantworten

$\underline{b}^{(k,k)}$ der Gleichung (22) und dem Dekorrelationsfilter \underline{L} angepaßt ist. Die Verkettung von \underline{L} mit $(\underline{L} \ \underline{A})^{*T}$ ist ein dekorrelierendes signalangepaßtes Filter.

5 Der Einfachheit halber wird die hermitesche Matrix

$$\underline{E} = \underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{A} = (\underline{L} \ \underline{A})^{*T} \underline{L} \ \underline{A} \quad (45)$$

10 angegeben. Unter der Voraussetzung, daß die Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ Abtastwerte eines stationären Prozesses mit der Kovarianzmatrix

$$\underline{R}_d = E\{\underline{d} \ \underline{d}^{*T}\} \quad (46)$$

15 sind, ist das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ am Ausgang des in der Gleichung (40) formulierten dekorrelierenden angepaßten Filters durch

$$\gamma(k,n) = \frac{E\{|\underline{d}_n^{(k)}|^2\} \cdot ([\underline{E}]_{v,v})^2}{[\underline{E} \underline{R}_d \underline{E}]_{v,v} + (1 - 2\text{Re}\{[\underline{E} \underline{R}_d]_{v,v}\}) \cdot [\underline{E}]_{v,v} + E\{|\underline{d}_n^{(k)}|^2\} \cdot ([\underline{E}]_{v,v})^2} \quad (47)$$

20 $v = N \cdot (k-1) + n, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N.$

gegeben.

25 Ein wichtiger Spezialfall wird durch additives weißes Gauß'sches Rauschen der Varianz σ^2 und durch unkorrelierte Datensymbole gebildet, d.h. die Kovarianzmatrix \underline{R}_d ist gleich der $K \cdot N \times K \cdot N$ -Einheitsmatrix \underline{I} . In diesem Spezialfall ergibt sich die Schätzmatrix \underline{M} zu

$$\underline{M} = \frac{1}{\sigma^2} \underline{A}^{*T}. \quad (48)$$

30

Entsprechend der Gleichung (48) besteht das dekorrelierende angepaßte Filter für kohärente Empfangsantennen-Diversität aus K_s den K_s Empfangsantennen $E_1 \dots E_{K_s}$ zugeordneten signalan-

gepaßten Filtern. Die Gleichung (47) reduziert sich überdies zu

$$\gamma(k, n) = \frac{\left([\underline{\mathbf{A}}^{\text{T}}]_{v, v} \right)^2}{\left[\underline{\mathbf{A}}^{\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{A}}^{\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \right]_{v, v} + \sigma^2 \cdot \left[\underline{\mathbf{A}}^{\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \right]_{v, v} - \left(\left[\underline{\mathbf{A}}^{\text{T}} \underline{\mathbf{A}} \right]_{v, v} \right)^2}, \quad (49)$$

5 $v = N \cdot (k-1) + n, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N.$

Das in der Gleichung (47) angegebene Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k, n)$ ist maximal, wenn weder Intersymbol- noch Vielfachzugriffinterferenzen vorhanden sind. In diesem Fall reduziert sich die Gleichung (47) auf

10

$$\gamma(k, n) = E \left\{ \left| \underline{d}_n^{(k)} \right|^2 \right\} \cdot [\underline{\mathbf{E}}]_{N \cdot (k-1) + n, N \cdot (k-1) + n}, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N. \quad (50)$$

Im vorher erwähnten besonderen Fall des additiven weißen Gauß'schen Rauschens und unkorrelierter Datensymbole wird die Gleichung (50) zu

15

$$\gamma(k, n) = \frac{1}{\sigma^2} [\underline{\mathbf{A}}^{\text{T}} \underline{\mathbf{A}}]_{N \cdot (k-1) + n, N \cdot (k-1) + n} = \sum_{k_s=1}^{K_s} \frac{\| \underline{\mathbf{b}}^{(k, k_s)} \|^2}{\sigma^2}. \quad (51)$$

20 Gemäß der Gleichung (51) ist das Signal-Stör-Verhältnis am Ausgang des dekorrelierenden signalangepaßten Filters für kohärente Empfangsantennen-Diversität die Summe der Signal-Stör-Verhältnisse an den Ausgängen der K_s den K_s Empfangsantennen $E_1 \dots E_{K_s}$ zugeordneten signalangepaßten Filter.

25

Der sogenannte lineare Zero-Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE), geeignet auch für kohärente Empfangsantennen-Diversität, beruht auf der Gauß-Markov Schätzung. Die ZF-BLE-Entzerrung minimiert die quadratische Form

30

$$Q(\underline{d}_c) = (\underline{e} - \underline{\mathbf{A}} \underline{d}_c)^{\text{T}} \underline{\mathbf{R}}_n^{-1} (\underline{e} - \underline{\mathbf{A}} \underline{d}_c), \quad (52)$$

worin \underline{d}_c ein Datenvektor mit wertekontinuierlichen Elementen $\underline{d}_{c,n}$, $n=1 \dots K \cdot N$ ist. Das Minimum von $Q(\underline{d}_c)$ ist dem wertekontinuierlichen und erwartungstreuen Schätzwert

$$\underline{\hat{d}}_c = (\underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{e} = \underline{d} + \underbrace{(\underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{n}}_{\text{Störung}} \quad (53)$$

des Datenvektors \underline{d} zugeordnet, der in Gleichung (25) angegeben ist. Entsprechend Gleichung (53) ist der Schätzwert $\underline{\hat{d}}_c$ von Intersymbol- und Vielfachzugriffinterferenzen frei, enthält aber noch einen das gefilterte Rauschen darstellenden Störungsterm.

Aus der Gleichung (53) folgt, daß \underline{g} die $K \cdot N \times K \cdot N$ -Einheitsmatrix \underline{I} ist, und die Schätzmatrix \underline{M} läßt sich darstellen als

$$\underline{M} = (\underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1}. \quad (54)$$

Die Schätzmatrix \underline{M} läßt sich noch weiterentwickeln. Mit der Cholesky-Zerlegung

$$\underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1} \underline{A} = \underline{H}^{*T} \underline{\Sigma}^{-1} \underline{H}, \quad (55)$$

worin \underline{H} eine obere Dreiecksmatrix und $\underline{\Sigma}$ eine Diagonalmatrix ist,

$$\underline{H} = (H_{i,j}), \quad H_{i,j} = 0 \forall i > j, \quad H_{i,i} = 1 \forall i, \quad i, j = 1 \dots K \cdot N, \quad (56a)$$

$$\underline{\Sigma} = \text{Diag}(\sigma_{i,j}), \quad \sigma_{i,j} \in \mathbb{R}, \quad i = 1 \dots K \cdot N, \quad (56b)$$

30

läßt sich die Gleichung (54) darstellen als:

$$\underline{M} = \underbrace{(\underline{\Sigma} \underline{H})^{-1}}_{\text{Intersymbol- und Vielfachzugriff-Canceller}} \underbrace{(\underline{H}^{*T} \underline{\Sigma})^{-1}}_{\text{Weißmacherfilter}} \underbrace{(\underline{L} \underline{A})^{*T}}_{\text{Signalangepaßtes Filter}} \underbrace{(\underline{L})}_{\text{Dekorrelations-Filter}}. \quad (57)$$

35

Wie vorher bereits erwähnt worden ist, enthält der lineare Zero-Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE) ein dekorrelierendes

signalangepaßtes Filter, welches für den Empfangssignalvektor \underline{e} nach Gleichung (34) eingesetzt wird. Das Ausgangssignal des dekorrelierenden signalangepaßten Filters wird in das Weißmacherfilter $(\underline{H}^{*T} \underline{\Sigma})^{-1}$ eingespeist. Die Kombination der Filter \underline{L} , $(\underline{L} \underline{A})^{*T}$ und $(\underline{H}^{*T} \underline{\Sigma})^{-1}$ soll als dekorrelierendes, weißmachendes signalangepaßtes Filter bezeichnet werden. Am Ausgang dieses kombinierten Filters läßt sich ein Maximum-Likelihood-Sequenz-Schätzer (MLSE) einsetzen. Der Aufwand für einen solchen Maximum-Likelihood-Sequenz-Schätzer (MLSE) ist jedoch ziemlich hoch. Deswegen ist die Verwendung eines linearen Intersymbol- und Vielfachzugriffinterferenz-Löschers (Canceller), so wie durch den Ausdruck $(\underline{\Sigma} \underline{H})^{-1}$ angegeben, günstiger.

Mit der durch die Gleichung (45) definierten Matrix \underline{E} läßt sich das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k, n)$ am Ausgang des linearen Zero-Forcing-Blockentzerrers (ZF-BLE) durch den Ausdruck

$$\gamma(k, n) = \frac{E \left\{ \left| \underline{d}_n^{(k)} \right|^2 \right\}}{\left[\underline{E}^{-1} \right]_{N \cdot (k-1) + n, N \cdot (k-1) + n}}, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N, \quad K, N \in \mathbb{N}, \quad (58)$$

darstellen, der im allgemeinen kleiner als $\gamma(k, n)$ nach Gleichung (50) am Ausgang des dekorrelierenden signalangepaßten Filters ist. Der lineare Zero-Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE) arbeitet jedoch besser als das dekorrelierende signalangepaßte Filter, wenn die Intersymbol- und Vielfachzugriffinterferenzen beträchtlich sind.

Im vorher erwähnten besonderen Fall des additiven weißen Gauß'schen Rauschens und unkorrelierter Datensymbole ist die Schätzmatrix \underline{M} nach Gleichung (54) gegeben durch

$$\underline{M} = (\underline{A}^{*T} \underline{A})^{-1} \underline{A}^{*T}, \quad (59)$$

und die Gleichung (58) reduziert sich auf

$$\gamma(k, n) = \frac{1}{\sigma^2 \cdot \left[(\underline{A}^{*T} \underline{A})^{-1} \right]_{N \cdot (k-1) + n, N \cdot (k-1) + n}}, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N, \quad K, N \in \mathbb{N}. \quad (60)$$

- 5 Der sogenannte Zero-Forcing-Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung (ZF-BDFE), geeignet auch für kohärente Empfangsantennen-Diversität, soll im folgenden ausgehend vom gerade beschriebenen linearen Zero-Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE),
 10 abgeleitet werden. Die Ableitung des ZF-BDFE-Entzerrers nützt die Struktur der oberen Dreiecksmatrix \underline{H} aus. Mit den Gleichungen (53) und (57) gilt

$$\underline{H} \hat{\underline{d}}_c = \hat{\underline{d}}_c + (\underline{H} - \underline{I}) \hat{\underline{d}}_c = \underline{\Sigma}^{-1} (\underline{H}^{*T} \underline{\Sigma})^{-1} (\underline{L} \underline{A})^{*T} \underline{L} \underline{e} \quad (61a)$$

$$= \underline{M} \underline{e}, \quad (61b)$$

15 worin die Schätzmatrix

$$\underline{M} = \underline{\Sigma}^{-1} (\underline{H}^{*T} \underline{\Sigma})^{-1} (\underline{L} \underline{A})^{*T} \underline{L} \quad (62)$$

20

- benutzt wird und \underline{I} die $K \cdot N \times K \cdot N$ -Einheitsmatrix bezeichnet. Gemäß Gleichung (62) enthält der sogenannte Zero-Forcing-Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung (ZF-BDFE), der auch für kohärente Empfangsantennen-Diversität geeignet sein soll,
 25 ein dekorrelierendes, weißmachendes signalangepaßtes Filter. Die Gleichheiten

$$\hat{\underline{d}}_{c, K \cdot N} = \sum_{j=1}^{K \cdot (N \cdot Q + W - 1)} \underline{M}_{K \cdot N, j} \underline{e}_j, \quad (63a)$$

$$30 \quad \hat{\underline{d}}_{c, n} + \sum_{j=n+1}^{K \cdot N} \underline{H}_{n, j} \hat{\underline{d}}_{c, j} = \sum_{j=1}^{K \cdot (N \cdot Q + W - 1)} \underline{M}_{n, j} \underline{e}_j, \quad n=1 \dots K \cdot N - 1, \quad (63b)$$

folgen aus der Gleichung (61b). Gemäß der Gleichung (63a) wird der Schätzwert $\hat{\underline{d}}_{c, K \cdot N}$ durch die lineare Überlagerung der $K \cdot (N \cdot Q + W - 1)$ gewichteten Elemente $\underline{M}_{K \cdot N, j} \underline{e}_j$ bestimmt. Alle ande-

ren Schätzwerte $\hat{\underline{d}}_{c,n}$ sind überdies durch die gewichteten Schätzwerte $\underline{H}_{n,n+1} \hat{\underline{d}}_{c,n+1}, \underline{H}_{n,n+1} \hat{\underline{d}}_{c,n+2} \dots \underline{H}_{n,K \cdot N} \hat{\underline{d}}_{c,K \cdot N}$ beeinflusst, vgl. Gleichung (63b). Unter der Voraussetzung, daß der in (63a) und (63b) angegebene Gleichungssatz rekursiv mit von $K \cdot N$ bis zu Eins herabsteigenden n gelöst wird, läßt sich eine sogenannte Zero-Forcing-Blockentzerrung mit quantisierter Rückkopplung (ZF-BDFE), die auch für kohärente Empfangsantennen-Diversität geeignet ist, realisieren. Ersetzt man $\hat{\underline{d}}_{c,j}$, $j=(n+1) \dots (K \cdot N)$ in der Gleichung (63b) durch die quantisierten Versionen $\hat{\underline{d}}_{q,j}$, so ergibt sich der Zero-Forcing-Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung (ZF-BDFE), geeignet auch für kohärente Empfangsantennen-Diversität, mit

$$\hat{\underline{d}}_{c,K \cdot N} = \sum_{j=1}^{K \cdot (N \cdot Q + W - 1)} \underline{M}_{K \cdot N, j} \underline{e}_j, \quad (64a)$$

$$\hat{\underline{d}}_{c,n} + \sum_{j=n+1}^{K \cdot N} \underline{H}_{n,j} \hat{\underline{d}}_{q,j} = \sum_{j=1}^{K \cdot (N \cdot Q + W - 1)} \underline{M}_{n,j} \underline{e}_j, \quad n=1 \dots K \cdot N - 1. \quad (64b)$$

Mit

$$[\underline{x}]_j^i \stackrel{\text{def}}{=} (\underline{x}_i, \underline{x}_{i+1} \dots \underline{x}_j)^T \quad i \leq j \quad (65a)$$

$$[\underline{x}]_{q,j}^{p,i} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{pmatrix} \underline{x}_{p,i} & \underline{x}_{p,i+1} & \dots & \underline{x}_{p,j} \\ \underline{x}_{p+1,i} & \underline{x}_{p+1,i+1} & \dots & \underline{x}_{p+1,j} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \underline{x}_{q,i} & \underline{x}_{q,i+1} & \dots & \underline{x}_{q,j} \end{pmatrix}^T, \quad p \leq q, \quad i \leq j, \quad (65b)$$

ergibt sich aus der Gleichung (61b)

$$([\underline{I}]_{K \cdot N, n}^{1,1}, [\underline{H} - \underline{I}]_{K \cdot N, K \cdot N}^{1,n+1}) \left(\left([\hat{\underline{d}}_c]_n^1 \right)^T, \left([\hat{\underline{d}}_q]_{K \cdot N}^{n+1} \right)^T \right)^T = \underline{M} \underline{e}. \quad (66a)$$

$[\underline{H} - \underline{I}]_{K \cdot N, K \cdot N}^{1,n+1}$ ist der Rückkopplungsoperator. Mit

$$\underline{S} = ([\underline{I}]_{K \cdot N, n}^{1,1}, [\underline{H} - \underline{I}]_{K \cdot N, K \cdot N}^{1,n+1}), \quad (67a)$$

$$\hat{\underline{d}} = \left(\left([\hat{\underline{d}}_c]_n^1 \right)^T, \left([\hat{\underline{d}}_q]_{K \cdot N}^{n+1} \right)^T \right)^T, \quad (67b)$$

wird die Struktur der Gleichung (36) erkannt. Beide durch den
Gleichungssatz (67a) und (67b) gegebenen Größen \underline{g} und $\hat{\underline{d}}$ müs-
5 sen jeden Zeitaugenblick nT_s ein Update erfahren.

Das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ am Ausgang des ZF-BDFE-Ent-
zerrers ist durch

$$10 \quad \gamma(k,n) = E \left\{ \left| \underline{d}_n^{(k)} \right|^2 \right\} \cdot \left(\sigma_{N \cdot (k-1) + n, N \cdot (k-1) + n} \right)^2, \quad k = 1 \dots N, \quad K, N \in \mathbb{N} \quad (68)$$

unter der Voraussetzung gegeben, daß alle vergangenen Ent-
scheidungen, die rückgekoppelt werden, korrekt sind. Das Si-
gnal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ nach Gleichung (68) ist allgemein
15 größer als das durch die Gleichung (58) gegebene Signal-Stör-
Verhältnis $\gamma(k,n)$ am Ausgang des ZF-BLE-Entzerrers. Im Falle
inkorrekt vergangener Entscheidungen leidet die Arbeit des
ZF-BDFE-Entzerrers jedoch an Fehlerausbreitungen. Wie bereits
erwähnt worden ist, läßt sich die Arbeit des ZF-BDFE-Entzer-
20 rers durch die Anwendung einer Kanalsortierung verbessern.

Wie der lineare Zero-Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE), der
auch für kohärente Empfangsantennen-Diversität geeignet ist,
und der Zero-Forcing-Blockentzerrer mit quantisierter Rück-
25 kopplung (ZF-BDFE), ebenfalls für kohärente Empfangsantennen-
Diversität ausgelegt, macht der sogenannte Minimum-Mean-
Square-Error-Blockentzerrer (MMSE-BLE), der auch für kohä-
rente Empfangsantennen-Diversität geeignet ist, Gebrauch von
der Kenntnis über die in der Gleichung (27a) angegebene Ma-
30 trix \underline{A} , über den Störsignalvektor \underline{a} gemäß Gleichung (23) und
über den gemäß Gleichung (34) eingeführten Empfangssignalvek-
tor \underline{e} . Die quadratische Form

$$Q(\underline{d}_c) = E \{ (\underline{d}_c - \underline{d})^{*T} (\underline{d}_c - \underline{d}) \} \quad (69a)$$

35

$$= E \{ \|\underline{d}_c - \underline{d}\|^2 \} \quad (69b)$$

muß durch den MMSE-BLE-Entzerrer minimiert werden. Der Datenvektor \underline{d}_c besteht aus den wertekontinuierlichen Elementen $\underline{d}_{c,n}$, $n=1 \dots K \cdot N$. Die quadratische Form $Q(\underline{d}_c)$ nimmt ihr Minimum an, wenn \underline{d}_c gleich dem wertekontinuierlichen und unbeeinflussten Schätzwert

$$\hat{\underline{d}}_c = (\underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A} + \underline{R}_d^{-1})^{-1} \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{e} \quad (70a)$$

$$= \underbrace{\left(I + (\underline{R}_d \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \right)^{-1}}_{\text{Wiener-Filter } \underline{W}_0} \underbrace{(\underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{e}}_{\text{ZF-BLE}} \quad (70b)$$

$$= \underbrace{D \text{diag}\langle \{ \underline{W}_0 \}_{i,j} \rangle \underline{d}}_{\text{Nutzanteil}} + \underbrace{\left[\underline{W}_0 - D \text{diag}\langle \{ \underline{W}_0 \}_{i,j} \rangle \right] \underline{d}}_{\text{Intersymbol- und Vielfachzugriffinterferenzen}} + \underbrace{\underline{W}_0 (\underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{e}}_{\text{Störungen}} \quad (70c)$$

ist, worin I die $K \cdot N \times K \cdot N$ -Einheitsmatrix bezeichnet. Gemäß dem Gleichungssatz (70a) bis (70c) enthält der Schätzwert $\hat{\underline{d}}_c$ einen Nutzterm, einen die Intersymbol- und Vielfachzugriffinterferenzen angehenden Term sowie einen Störungsterm und er stellt das Ausgangssignal des bereits abgehandelten ZF-BLE-Entzerrers dar, dem ein Wiener-Filter

$$\underline{W}_0 = \left(I + (\underline{R}_d \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \right)^{-1} \quad (71)$$

nachgeschaltet ist. Infolge des Gleichungssatzes (70a) bis (70c) ist \underline{S} identisch mit der $K \cdot N \times K \cdot N$ -Einheitsmatrix I , und läßt sich die Schätzmatrix \underline{M} in Form von

$$\underline{M} = \underline{W}_0 (\underline{L} \underline{H})^{-1} (\underline{H}^T \underline{L})^{-1} (\underline{L} \underline{A})^T \underline{L} \quad (72)$$

darstellen.

Entsprechend Gleichung (72) enthält der MMSE-BLE-Entzerrer ein dekorrelierendes signalangepaßtes Filter, welches für den

Empfangssignalvektor \underline{g} nach Gleichung (34) eingesetzt wird. Das Ausgangssignal des dekorrelierenden signalangepaßten Filters wird in den linearen Intersymbol- und Vielfachzugriffslöser (=Canceller) $(\underline{L} \underline{H})^{-1}$ eingespeist, dem das Wiener-Filter \underline{W}_0 nachgeschaltet ist. Da das Wiener-Filter den Erwartungswert der quadrierten Norm des Schätzfehlervektors $(\underline{d}_e - \underline{d})$ minimiert, führt die MMSE-BLE-Entzerrung zu einer besseren Leistung als die ZF-BLE-Entzerrung, was auch bei kohärenter Empfangsantennen-Diversität gilt. Außerdem läßt sich ohne weiteres aufzeigen, daß die Schätzfehler $(\underline{d}_{e,n} - \underline{d}_n)$ und die geschätzten Datensymbole $\underline{d}_{e,n}$ am Ausgang des MMSE-Entzerrers unkorreliert sind.

Das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ am Ausgang des MMSE-BLE-Entzerrers ist durch den Ausdruck

$$\gamma(k,n) = \frac{E\left\{\left|\underline{d}_n^{(k)}\right|^2\right\} \cdot \left|\left[\underline{W}_0\right]_{v,v}\right|^2}{\left[\underline{W}_0 \underline{R}_d\right]_{v,v} - 2\operatorname{Re}\left\{\left[\underline{W}_0 \underline{R}_d\right]_{v,v} \cdot \left[\underline{W}_0\right]_{v,v}^*\right\} + E\left\{\left|\underline{d}_n^{(k)}\right|^2\right\} \cdot \left|\left[\underline{W}_0\right]_{v,v}\right|^2}$$

$v = N \cdot (k-1) + n, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N, \quad K, N \in \mathbb{N}, \quad (73)$

gegeben, der im allgemeinen größer als das in Gleichung (58) vorgestellte Signal-Stör-Verhältnisses $\gamma(k,n)$ am Ausgang des bereits vorher beschriebenen ZF-BLE-Entzerrers ist.

Im vorher erwähnten besonderen Fall des additiven weißen Gauß'schen Rauschens und unkorrelierter Datensymbole ergibt sich die Schätzmatrix \underline{M} zu

$$\underline{M} = (\underline{I} + \sigma^2 \cdot (\underline{A}^{*T} \underline{A})^{-1})^{-1} \cdot (\underline{A}^{*T} \underline{A})^{-1} \underline{A}^{*T}, \quad (74)$$

und die Gleichung (73) reduziert sich auf

$$\gamma(k,n) = \frac{\left[\underline{W}_0\right]_{v,v}}{1 - \left[\underline{W}_0\right]_{v,v}}, \quad v = N \cdot (k-1) + n, \quad k=1 \dots K, \quad n=1 \dots N, \quad K, N \in \mathbb{N}, \quad (75)$$

31

worin $\underline{W}_0 = (\underline{I} + \sigma^2 \cdot (\underline{A}^T \underline{A})^{-1})^{-1}$ ist.

Ausgehend vom vorstehend behandelten sogenannten Minimum-Mean-Square-Error-Blockentzerrer (MMSE-BLE), der für kohärente Empfangsantennen-Diversität ausgelegt ist, soll im folgenden der sogenannte Minimum-Mean-Square-Error-Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung (MMSE-BDFE), der auch für kohärente Empfangsantennen-Diversität geeignet ist, in ähnlicher Weise abgeleitet werden, wie dies für den ZF-BDFE-Entzerrer bereits erfolgte. Mit der Cholesky-Zerlegung

$$\underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A} + \underline{R}_d^{-1} = (\underline{\Sigma} \underline{H}')^T \underline{\Sigma} \underline{H}', \quad (76)$$

bei welcher die Matrizen

15

$$\underline{H}' = (\underline{H}'_{i,j}), \quad \underline{H}'_{i,j} = 0 \forall i > j, \quad \underline{H}'_{i,i} = 1 \forall i, \quad i, j = 1 \dots K \cdot N \quad (77a)$$

$$\underline{\Sigma} = D \text{diag}\langle \sigma'_{i,i} \rangle, \quad \sigma'_{i,i} \in \mathbb{R}, \quad i = 1 \dots K \cdot N \quad (77b)$$

benutzt werden, und mit der Schätzmatrix

$$\underline{M} = \underline{\Sigma}^{-1} (\underline{H}'^T \underline{\Sigma})^{-1} (\underline{L} \underline{A})^T \underline{L} \quad (78)$$

läßt sich der MMSE-BDFE-Entzerrer folgendermaßen darstellen:

25

$$([\underline{I}]_{K \cdot N, n}^{1,1}, [\underline{H}' - \underline{I}]_{K \cdot N, K \cdot N}^{1, n+1}) \left(([\underline{\hat{d}}_c]_n^1)^T, ([\underline{\hat{d}}_q]_{K \cdot N}^{n+1})^T \right)^T = \underline{M} \underline{e}. \quad (79)$$

Die Matrix $[\underline{H}' - \underline{I}]_{K \cdot N, K \cdot N}^{1, n+1}$ stellt den Rückkopplungsoperator dar. Mit

30

$$\underline{S} = ([\underline{I}]_{K \cdot N, n}^{1,1}, [\underline{H}' - \underline{I}]_{K \cdot N, K \cdot N}^{1, n+1}) \quad (80a)$$

$$\underline{\hat{d}} = \left(([\underline{\hat{d}}_c]_n^1)^T, ([\underline{\hat{d}}_q]_{K \cdot N}^{n+1})^T \right)^T \quad (80b)$$

wird die Struktur der Gleichung (36) erkannt.

Das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ am Ausgang des MMSE-BDFE-Entzerrers ist durch

$$\gamma(k,n) = \frac{E\left\{\left|\underline{d}_n^{(k)}\right|^2\right\} \cdot \left|(\sigma'_{v,v})^2 - \left[(\underline{H}'\underline{R}_d)^{-1}\right]_{v,v}\right|^2}{E\left\{\left|\underline{d}_n^{(k)}\right|^2\right\} \cdot \left|[(\underline{H}'\underline{R}_d)^{-1}]_{v,v}\right|^2 - 2\operatorname{Re}\left\{\left[(\underline{H}'\underline{R}_d)^{-1}\right]_{v,v}\right\} + (\sigma'_{v,v})^2}$$

5 $v = N \cdot (k-1) + n, K=1 \dots K, n=1 \dots N, K, N \in \mathbb{N},$ (81)

unter der Voraussetzung gegeben, daß alle vergangenen Entscheidungen, die rückgekoppelt wurden, korrekt sind. Das Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ nach Gleichung (81) für den MMSE-BDFE-Entzerrer ist im allgemeinen größer als das durch die
 10 Gleichung (68) gegebene Signal-Stör-Verhältnis $\gamma(k,n)$ des ZF-BDFE-Entzerrers.

Zusammenfassend ist festzustellen, daß die durch die Erfindung entstandene CDMA-Systemstruktur derjenigen eines CDMA-Systems mit DS (Direct Sequence = Direktspreizungsfolge) gleicht. Das Einbringen des Mehrträgerverfahrens (MC = Multi-carrier) wird durch geeignete Wahl der Spreizungscodes erreicht. Durch diese Vorgehensweise nach der Erfindung wird
 20 zum einen die Signalerzeugung in CDMA-Systemen mit DS und mit Mehrträgerverfahren (MC) vereinheitlicht und zum anderen die Erweiterung und Anwendung bereits bekannter Verfahren zur Mehrteilnehmerdetektion (JD = Joint Detection) ohne und mit Diversitätsempfang in CDMA-Systeme mit Mehrträgerverfahren
 25 ermöglicht.

Anwendungsgebiete für ein entsprechend der Erfindung ausgebildetes System sind außer allgemein dem Mobilfunk unter anderem z.B. der Richtfunk, der Satellitenfunk, der Seefunk,
 30 WLL (Wireless Local Loop = drahtlose Nebensprechanlage), WLAN (Wireless Local Area Network = drahtloses LAN), MBS (Mobile Broadband Systems = mobile Breitbandsysteme), FPLMTS (Future Public Land Mobile Telecommunication Systems, IMT-2000), UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems), PCS (Personal
 35 Communication Services), PCN (Personal Communication Net-

works), schnurlose Telefonanlagen (CT, Cordless Telephone),
HDTV (High Definition Television), Kabelfernsehen (CATV,
Cable TV), RITL (Radio in the Loop = Funknebensprechanlage),
Indoor-Funk, PABX (Public Access Branch Exchange), Unterwas-
5 serfunk und Deep Space Communications.

Patentansprüche

1. System zur Funkübertragung digitaler Signale zwischen mehreren Teilnehmerstationen und einer Basisstation unter Anwendung des sogenannten MC-CDMA (Multicarrier - Code Division Multiple Access = Mehrträger-Codemultiplex) - Verfahrens, bei dem eine Vielzahl von Nutzverbindungen in einem gemeinsamen HF-Frequenzband gleichzeitig abgewickelt wird, wozu von den K Teilnehmerstationen endlich lange Datenblöcke, die durch Datenvektoren $\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \underline{d}_2^{(k)} \dots \underline{d}_N^{(k)})^T$, $\underline{d}_n^{(k)} \in \mathbb{C}$, $k=1 \dots K$, $n=1 \dots N$, $K, N \in \mathbb{N}$, mit jeweils aus N m -ären komplexen Datensymbolen $\underline{d}_n^{(k)}$ mit einer Datensymbolperiodendauer T_s repräsentiert werden können, unter Beaufschlagung mit einem der jeweiligen Teilnehmerstation k , $k=1 \dots K$ zugeteilten Spreizcode mit Q innerhalb des HF-Frequenzbandes gleichmäßig verteilten Subträgern übertragen und am Empfangsort unter Verwendung dieses Spreizcodes mittels einer CDMA-Detektoreinrichtung wieder decodiert werden,
- dadurch gekennzeichnet,
- 20 daß die Anzahl der gleichzeitig von einer spezifischen Teilnehmerstation k übertragenen Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ Eins beträgt und somit alle Datensymbole $\underline{d}_n^{(k)}$ einer Teilnehmerstation aufeinanderfolgend übertragen werden, daß diese Übertragung unter Einsatz der Q Subträger der Bandbreite $B_s = B_v/Q = 1/T_s$ stattfindet, wobei die mit q , $q=1 \dots Q$, numerierten Subträger jeweils eine einzige Mittenfrequenz f_q , $q=1 \dots Q$, gemäß $f_q = \frac{q-1}{T_s}$, $q=1 \dots Q$ aufweisen, daß jedes Datensymbol $\underline{d}_n^{(k)}$ einer Teilnehmerstation über alle Q Subträger der Bandbreite B_s durch Verwendung einer teilnehmerspezifischen, aus sogenannten Chips $\underline{c}_q^{(k)}$ bestehenden Signaturcodesequenz
- 30 $\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_Q^{(k)})^T$, $\underline{c}_q^{(k)} \in \mathbb{C}$, $k=1 \dots K$, $q=1 \dots Q$, $K, Q \in \mathbb{N}$, gespreizt wird, wobei jedes Chip einem besonderen Subträger zugeordnet ist, daß eine Teilnehmerstation k , $k=1 \dots K$, ein linear moduliertes Signal überträgt, das im äquivalenten Tiefpaßbereich durch $\underline{d}^{(k)}(t) = \sum_{n=1}^N \underline{d}_n^{(k)} \cdot \underline{c}^{(k)}(t - [n-1]T_s; \underline{c}^{(k)})$ gegeben
- 35

ist, daß die lineare MC-CDMA-Spreizmodulation durch mit einer Rate $1/T_c$ abgenommene Abtastungen von $\underline{c}^{(k)}(t; \underline{c}^{(k)})$ gebildet wird, wobei die durch diese Abtastungen erzeugten Abtastwerte $\underline{z}_q^{(k)}$, $q=1 \dots Q$, K Vektoren $\underline{z}^{(k)} = (\underline{z}_1^{(k)}, \underline{z}_2^{(k)} \dots \underline{z}_Q^{(k)})^T$, $\underline{z}_q^{(k)} \in \mathbb{C}$, $k=1 \dots K$, $q=1 \dots Q$, $K, Q \in \mathbb{N}$ hervorbringen, daß mit einer Matrix $\underline{D} = (\underline{D}_{\alpha, \beta})$, $\underline{D}_{\alpha, \beta} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \exp\left\{j \frac{2\pi}{Q} (\alpha - 1)(\beta - 1)\right\}$, $\alpha, \beta=1 \dots Q$ der inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) eine Beziehung zwischen den Vektoren $\underline{z}^{(k)}$ und den Spreizcodevektoren $\underline{c}^{(k)}$ durch die Gleichung $\underline{z}^{(k)} = \underline{D} \underline{c}^{(k)}$ gegeben ist, wobei die Vektormatrix \underline{D} Q Spaltenvektoren $\underline{\delta}^{(q)} = (\underline{\delta}_1^{(q)}, \underline{\delta}_2^{(q)} \dots \underline{\delta}_Q^{(q)})^T$, $\underline{\delta}_\alpha^{(q)} = \frac{1}{\sqrt{Q}} \exp\left\{j \frac{2\pi}{Q} (\alpha - 1)(q - 1)\right\}$, $\alpha=1 \dots Q$, enthält, so daß sich $\underline{D} = (\underline{\delta}^{(1)}, \underline{\delta}^{(2)} \dots \underline{\delta}^{(Q)})$ und damit $\underline{z}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)} \underline{\delta}^{(1)} + \underline{c}_2^{(k)} \underline{\delta}^{(2)} + \dots + \underline{c}_Q^{(k)} \underline{\delta}^{(Q)})$ ergibt, daß in Anbetracht der Tatsache, daß jedes Chip $\underline{c}_q^{(k)}$ einem besonderen Subträger q zugeordnet ist, die Gleichung $\underline{z}^{(k)} = \underline{D} \underline{c}^{(k)}$ so zu interpretieren ist, daß die Spalten $\underline{\delta}^{(q)}$, $q=1 \dots Q$, der Matrix \underline{D} die Q Subträger und die Zeilen der Matrix \underline{D} die Q Zeitmomente innerhalb der Datensymbolperiodendauer T_s darstellen, während welcher Abtastwerte abgenommen werden, und daß das Ergebnis der Gleichung $\underline{z}^{(k)} = \underline{D} \underline{c}^{(k)}$ somit ein Vektor $\underline{z}^{(k)}$ mit Elementen $\underline{z}_q^{(k)}$ ist, die sich aus einer linearen Kombination der Chips $\underline{c}_q^{(k)}$ ergeben.

2. System nach Anspruch 1,
 gekennzeichnet durch die Anwendung bei einem CDMA-System mit Mehrträgerverfahren und kohärenter Empfangsantennen-Diversität (CRAD, Coherent Receiver Antenna Diversity).
3. System nach Anspruch 1 oder 2,
 dadurch gekennzeichnet,
 daß in einer CDMA-Detektoreinrichtung der Empfangsseite einer K_n Empfangsantennen aufweisenden Station zur Bestimmung von Schätzwerten $\hat{\underline{d}}^{(k)} = (\hat{\underline{d}}_1^{(k)}, \hat{\underline{d}}_2^{(k)} \dots \hat{\underline{d}}_N^{(k)})^T$, $\hat{\underline{d}}_n^{(k)} \in \mathbb{C}$, $k=1 \dots K$, $n=1 \dots N$,

$K, N \in \mathbb{N}$, der Datensymbolsequenzen $\underline{d}^{(k)}$ ein Empfangssignalvektor \underline{e} , der sich aus

$$\underline{e} = (\underline{e}^{(1)T}, \underline{e}^{(2)T} \dots \underline{e}^{(K)T})^T = (\underline{e}_1, \underline{e}_2 \dots \underline{e}_{K \cdot (N \cdot Q + W - 1)})^T = \underline{A} \underline{d} + \underline{n},$$

$K, N, Q, W \in \mathbb{N}$, ergibt, worin die kombinierte $K \cdot (N \cdot Q + W - 1) \times K \cdot N$ -

- 5 Kanalmatrix \underline{A} alle $K \cdot K$ kombinierten Kanalimpulsantworten

$$\underline{b}^{(k, k_s)} = (\underline{b}_1^{(k, k_s)}, \underline{b}_2^{(k, k_s)} \dots \underline{b}_{Q \cdot W - 1}^{(k, k_s)})^T = \underline{h}^{(k, k_s)} * \underline{c}^{(k)},$$

$$\underline{h}_l^{(k, k_s)} \in \mathbb{C}, \quad k = 1 \dots K, \quad k_s = 1 \dots K, \quad l = 1 \dots Q + W - 1,$$

$$K, K_s, Q, W \in \mathbb{N},$$

W = Zahl der komplexen Abtastwerte $\underline{h}_l^{(k, k_s)}$

enthält, und worin K_s verschiedene Störsequenzen durch den kombinierten Störvektor

$$\underline{n} = (\underline{n}^{(1)T}, \underline{n}^{(2)T} \dots \underline{n}^{(K_s)T})^T = (\underline{n}_1, \underline{n}_2 \dots \underline{n}_{K_s \cdot (N \cdot Q + W - 1)})^T, \quad K_s, N, Q, W \in \mathbb{N} \text{ und}$$

- 10 die Datensequenz \underline{d} durch den Datensymbolvektor

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T}, \underline{d}^{(2)T} \dots \underline{d}^{(K)T})^T = (\underline{d}_1, \underline{d}_2 \dots \underline{d}_{K \cdot N})^T, \quad K, N \in \mathbb{N} \text{ dargestellt werden.}$$

4. System nach Anspruch 3,

- 15 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,

daß empfangsseitig eine CDMA-Detektoreinrichtung zur Mehrteilnehmerdetektion (JD, Joint Detection) vorgesehen ist, daß diese Detektoreinrichtung suboptimal arbeitet und entweder auf einer linearen Entzerrung oder auf einer Entscheidungsrückkopplungsentzerrung beruht, daß die Detektoreinrichtung ein dekorrelierendes signalangepaßtes Filter enthält, daß das Arbeitsprinzip der JD-Detektoreinrichtung unter der Voraussetzung, daß der durch

$$\underline{e} = (\underline{e}^{(1)T}, \underline{e}^{(2)T} \dots \underline{e}^{(K)T})^T = (\underline{e}_1, \underline{e}_2 \dots \underline{e}_{K \cdot (N \cdot Q + W - 1)})^T = \underline{A} \underline{d} + \underline{n},$$

- 25 $K, N, Q, W \in \mathbb{N}$, definierte Empfangssignalvektor \underline{e} beim Empfänger bekannt ist, durch einen Satz von Gleichungen $\underline{S} \hat{\underline{d}} = \underline{M} \underline{e}$ angegeben ist, worin $\underline{S} = (\underline{S}_{i,j})$, $i, j = 1 \dots K \cdot N$,

eine quadratische Matrix mit $K \cdot N$ Zeilen und $K \cdot N$ Spalten,

$\underline{M} = (\underline{M}_{i,j})$, $i = 1 \dots K \cdot N$, $j = 1 \dots N \cdot Q + W - 1$, eine $K \cdot N \times K \cdot (N \cdot Q + W - 1)$ -

- 30 Schätzmatrix und $\hat{\underline{d}} = (\hat{\underline{d}}_1, \hat{\underline{d}}_2 \dots \hat{\underline{d}}_{K \cdot N})^T$ der Schätzwert des in der Gleichung für den Empfangssignalvektor \underline{e} definierten Datenvektors \underline{d} ist.

5. System nach Anspruch 4,

- d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß als CDMA-Detektoreinrichtung ein linearer Datenblockent-
zerrer mit nachfolgender Quantisierungsstufe vorgesehen ist,
daß im Blockentzerrer wertekontinuierliche Schätzwerte der
5 Datensymbole ermittelt werden, die zu Vektoren zusammengefaßt
werden, und daß in der Quantisierungsstufe anschließend wer-
tediskrete Schätzwerte der Datensymbole durch Quantisieren
der wertekontinuierlichen Schätzwerte gewonnen werden.
- 10 6. System nach Anspruch 5,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß als linearer Blockentzerrer der sogenannte lineare Zero-
Forcing-Blockentzerrer (ZF-BLE, Zero Forcing Block Linear
Equalizer) verwendet wird.
- 15 7. System nach Anspruch 5,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß als linearer Blockentzerrer der sogenannte Minimum-Mean-
Square-Error-Blockentzerrer (MMSE-BLE, Minimum Mean Square
20 Error Block Linear Equalizer) verwendet wird.
8. System nach Anspruch 4,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß als CDMA-Detektoreinrichtung ein Datenblockentzerrer mit
25 quantisierter Rückkopplung vorgesehen ist.
9. System nach Anspruch 8,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß als Datenblockentzerrer ein sogenannter Zero-Forcing-
30 Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung (ZF-BDFE, Zero
Forcing Block Decision Feedback Equalizer) vorgesehen ist.
10. System nach Anspruch 8,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
35 daß als Datenblockentzerrer ein sogenannter Minimum-Mean-
Square-Error-Blockentzerrer mit quantisierter Rückkopplung

(MMSE-BDFE, Minimum Mean Square Error Block Decision Feedback Equalizer) vorgesehen ist.

11. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
5 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß auf der Empfangsseite ein digitaler Signalprozessor vorgesehen ist, der die CDMA-Detektoreinrichtung enthält.
12. System nach Anspruch 11,
10 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß der Signalprozessor noch Kanalschätzer enthält.
13. System nach Anspruch 11 oder 12,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
15 d a ß a l s S i g n a l p r o z e s s o r e i n M i k r o p r o z e s s o r v o r g e s e h e n i s t .
14. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
g e k e n n z e i c h n e t d u r c h d i e V e r w e n d u n g i m R a h m e n
eines hybriden Vielfachzugriffverfahrens, das in einer Kombi-
20 nation von Codemultiplex (CDMA, Code Division Multiple Access) mit Mehrträgerverfahren (MC, Multicarrier), Frequenz-
multiplex (FDMA, Frequency Division Multiple Access) und
Zeitmultiplex (TDMA, Time Division Multiple Access) besteht.
- 25 15. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß auf der Sendeseite Antennendiversität vorgesehen ist.
16. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
30 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß eine adaptive Diversität mit Richtantennen vorgesehen ist.
17. System nach einem der Ansprüche 1 bis 15,
35 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t ,
daß eine nichtadaptive Diversität mit Richtantennen vorgesehen ist.

18. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
g e k e n n z e i c h n e t durch eine Erweiterung der bis-
lang linearen Datenmodulation auf nichtlineare Datenmodula-
tion.
- 5
19. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
g e k e n n z e i c h n e t durch eine Erweiterung von li-
nearer Spreizungsmodulation auf nichtlineare Spreizungsmodu-
lation.
- 10
20. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
g e k e n n z e i c h n e t durch eine Codespreizung mit
orthogonalen Folgen, entweder in der Aufwärtsstrecke (uplink)
oder in der Abwärtsstrecke (downlink) oder in beiden Richtun-
15 gen.
21. System nach einem der Ansprüche 1 bis 19,
g e k e n n z e i c h n e t durch eine Codespreizung mit
nichtorthogonalen Folgen, entweder in der Aufwärtsstrecke
20 (uplink) oder in der Abwärtsstrecke (downlink) oder in beiden
Richtungen.
22. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
g e k e n n z e i c h n e t durch die Verwendung binärer
25 Spreizungsfolgen.
23. System nach einem der Ansprüche 1 bis 21,
g e k e n n z e i c h n e t durch die Verwendung nicht bi-
närer Spreizungsfolgen, beispielsweise quaternärer Sprei-
30 zungsfolgen.
24. System nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
g e k e n n z e i c h n e t d u r c h eine Anwendung auf
dem Gebiet des Mobilfunks.
- 35
25. System nach einem der Ansprüche 1 bis 23,

40

g e k e n n z e i c h n e t d u r c h e i n e A n w e n d u n g a u f
dem Gebiet des Richtfunks.

26. System nach einem der Ansprüche 1 bis 23,
5 g e k e n n z e i c h n e t d u r c h e i n e A n w e n d u n g a u f
dem Gebiet des Satellitenfunks.

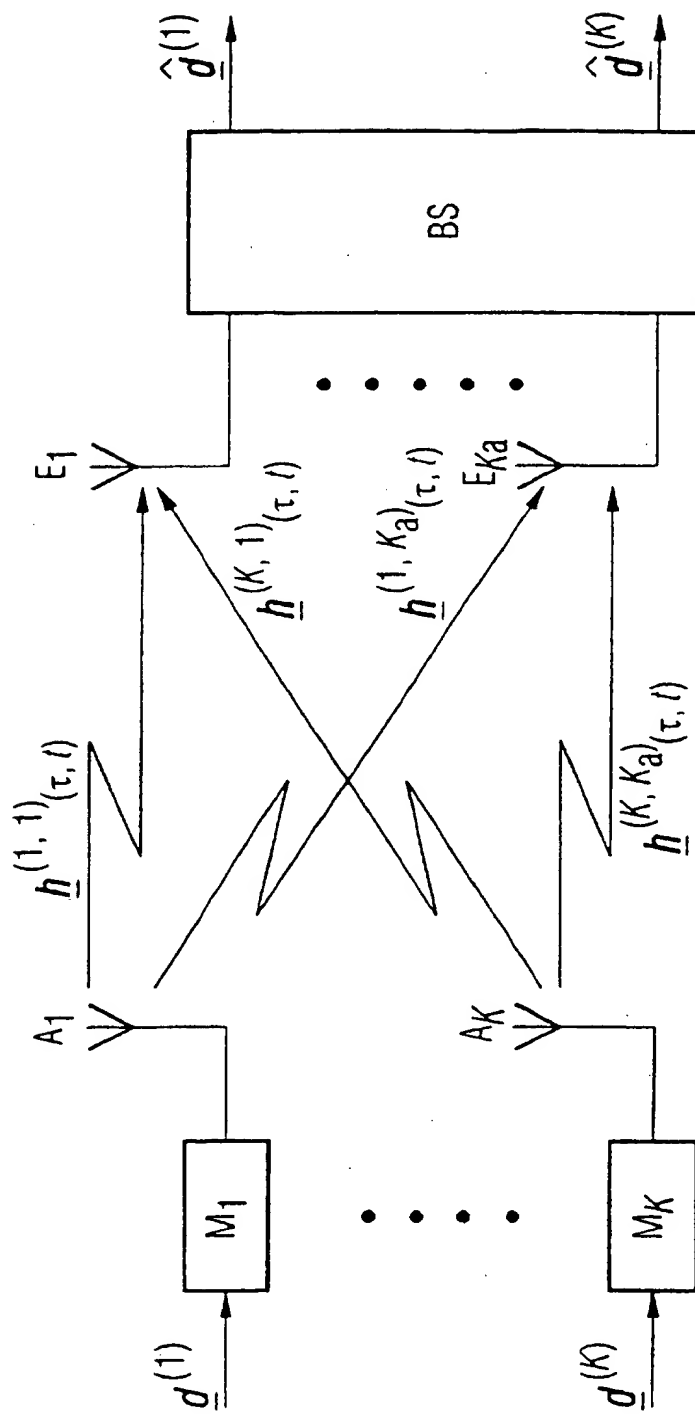
27. System nach einem der Ansprüche 1 bis 23,
g e k e n n z e i c h n e t d u r c h e i n e A n w e n d u n g b e i
10 Seefunk.

28. System nach einem der Ansprüche 1 bis 23,
g e k e n n z e i c h n e t d u r c h e i n e A n w e n d u n g b e i
einem schnurlosen Telefon (CT, Cordless Telephone).

15 29. System nach einem der Ansprüche 1 bis 23,
g e k e n n z e i c h n e t d u r c h e i n e A n w e n d u n g b e i
Kabel-TV (CATV, Cable TV).

20 30. System nach einem der Ansprüche 1 bis 23,
g e k e n n z e i c h n e t d u r c h e i n e A n w e n d u n g b e i
Unterwasserfunk.

1/1



A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
 IPC 6 H04B1/69 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
 IPC 6 H04B H04J H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
	- / - -	

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

T later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

X document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

Y document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

* & * document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

3 September 1997

Date of mailing of the international search report

2.2.09.97

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
 Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Bossen, M

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internatic Application No
PCT/DE 97/00846

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>FETTWEIS G ET AL: "On multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) modem design"</p> <p>VTC 1994. 'CREATING TOMORROW'S MOBILE SYSTEMS'. 1994 IEEE 44TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (CAT. NO.94CH3438-9), PROCEEDINGS OF IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC), STOCKHOLM, SWEDEN, 8-10 JUNE 1994, ISBN 0-7803-1927-3, 1994, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA,</p> <p>pages 1670-1674 vol.3, XP000497706</p> <p>see page 1670, right-hand column, line 24</p> <p>- page 1671, right-hand column, line 3; figure 1</p> <p>see page 1672, left-hand column, line 19 - line 25; figures 2,3</p> <p>see page 1673, left-hand column, line 1 - line 24; figure 4</p> <p style="text-align: center;">---</p>	1
A	<p>YEE N ET AL: "Controlled equalization of multi-carrier CDMA in an indoor Rician fading channel"</p> <p>VTC 1994. 'CREATING TOMORROW'S MOBILE SYSTEMS'. 1994 IEEE 44TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (CAT. NO.94CH3438-9), PROCEEDINGS OF IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC), STOCKHOLM, SWEDEN, 8-10 JUNE 1994, ISBN 0-7803-1927-3, 1994, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA,</p> <p>pages 1665-1669 vol.3, XP002039639</p> <p>see page 1665, left-hand column, line 11 - line 30</p> <p>see page 1665, right-hand column, line 9 - line 31</p> <p style="text-align: center;">---</p>	1
A	<p style="text-align: center;">---</p> <p>US 5 504 775 A (CHOULY ANTOINE ET AL) 2 April 1996</p> <p>see column 2, line 46 - column 3, line 6</p> <p>see column 4, line 62 - column 5, line 3; figure 2</p> <p>see column 6, line 33 - column 7, line 15; figure 5</p> <p style="text-align: center;">-----</p>	1

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5504775 A	02-04-96	FR 2701178 A	05-08-94
		EP 0610988 A	17-08-94
		JP 6318926 A	15-11-94

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internat. Aktenzeichen
PCT/DE 97/00846

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 6 H04B1/69 H04L27/26

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
IPK 6 H04B H04J H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehorende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
	- / - -	

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

A Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

E älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

L Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

O Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

P Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

T Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

X Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden

Y Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

Z Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

3. September 1997

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

22.09.97

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Bossen, M

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>FETTWEIS G ET AL: "On multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) modem design" VTC 1994. 'CREATING TOMORROW'S MOBILE SYSTEMS'. 1994 IEEE 44TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (CAT. NO.94CH3438-9), PROCEEDINGS OF IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC), STOCKHOLM, SWEDEN, 8-10 JUNE 1994, ISBN 0-7803-1927-3, 1994, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, Seiten 1670-1674 vol.3, XP000497706 siehe Seite 1670, rechte Spalte, Zeile 24 - Seite 1671, rechte Spalte, Zeile 3; Abbildung 1 siehe Seite 1672, linke Spalte, Zeile 19 - Zeile 25; Abbildungen 2,3 siehe Seite 1673, linke Spalte, Zeile 1 - Zeile 24; Abbildung 4 ---</p>	1
A	<p>YEE N ET AL: "Controlled equalization of multi-carrier CDMA in an indoor Rician fading channel" VTC 1994. 'CREATING TOMORROW'S MOBILE SYSTEMS'. 1994 IEEE 44TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (CAT. NO.94CH3438-9), PROCEEDINGS OF IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC), STOCKHOLM, SWEDEN, 8-10 JUNE 1994, ISBN 0-7803-1927-3, 1994, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, Seiten 1665-1669 vol.3, XP002039639 siehe Seite 1665, linke Spalte, Zeile 11 - Zeile 30 siehe Seite 1665, rechte Spalte, Zeile 9 - Zeile 31 ---</p>	1
A	<p>US 5 504 775 A (CHOULY ANTOINE ET AL) 2.April 1996 siehe Spalte 2, Zeile 46 - Spalte 3, Zeile 6 siehe Spalte 4, Zeile 62 - Spalte 5, Zeile 3; Abbildung 2 siehe Spalte 6, Zeile 33 - Spalte 7, Zeile 15; Abbildung 5 -----</p>	1

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internat. Aktenzeichen

PCT/DE 97/00846

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
----------------------------------------------------	-------------------------------	-----------------------------------	-------------------------------

US 5504775 A

02-04-96

FR 2701178 A

05-08-94

EP 0610988 A

17-08-94

JP 6318926 A

15-11-94

THIS PAGE BLANK (USPTO)